Tutti gli eventi di Aprile 2006
Chi organizza e chi espone

Energia senza interruzioni!

Al via un nuovissimo corso per imparare le più recenti tecniche di progettazione dei gruppi di continuità (UPS). Seguilo e potrai costruirli e ripararli con grande facilità.

Fari accesi anche di giorno? Si grazie, ma li proteggo con il PIC!

Prova il circuito con un microcontrollore PIC collegato alle lampade della tua auto

Metti le basi per imparare tutto sulle logiche programmabili

Costruisci una tastiera seriale interfacciata al PC utilizzando il linguaggio Verilog e una CPLD

Accendigas Elettronico

Realizziamo un semplice circuito in grado di generare una serie di scintille partendo dalla tensione di rete

Le tecnologie di sicurezza del WiFi

Scopri tutto sul WEP, il WPA e il WPA2 (802.11i) nati per garantire sicurezza ai tuoi dati

Un amplificatore operazionale per misurare le grandezze elettriche?

Lo sapevi che esistono degli amplificatori operazionali ottimizzati per comparare le grandezze elettriche? Scopri quali e come funzionano

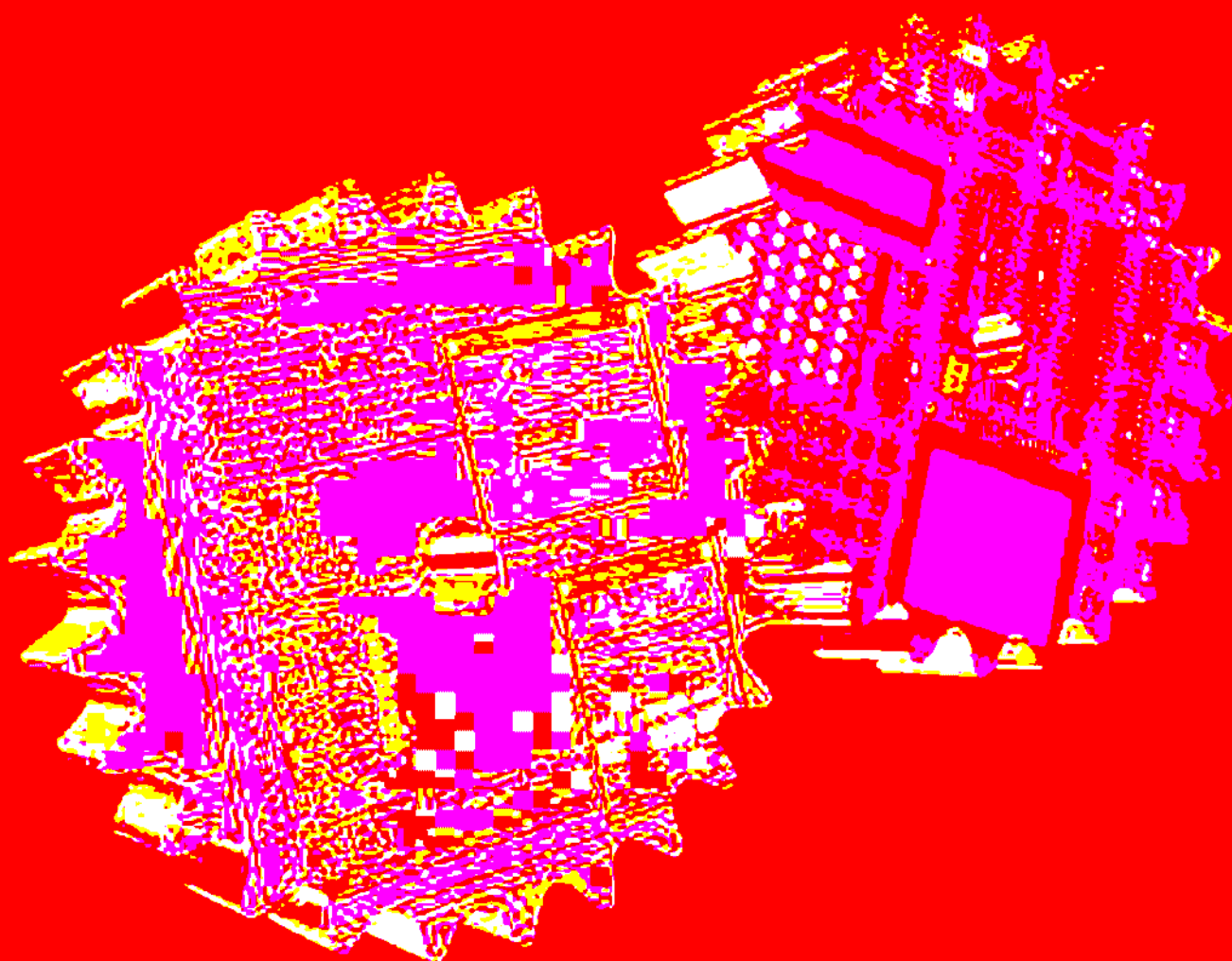
Mikrobasic e il bus I2C

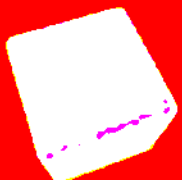
Impara a gestire una memoria I2C con il PIC utilizzando i comandi ad alto livello del Mikrobasic

Ti sei mai chiesto come funziona un orologio atomico?

Ecco le tecniche per ottenere i riferimenti standard di tempo e di frequenza su cui si basano i comuni GPS

€ 5,50

Poste Italiane Spa - Spedizione in abbonamento Postale - D.L. 353/2003 (conv. in L. 27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, DCB Milano. In caso di mancato recapito, restituire all'editore che si impegna a pagare la relativa tassa presso il CPM di Roserio - Milano

MICROCONTROLLORI PIC

CTRL+SPAZIO visualizza la lista di tutte le variabili, costanti e routines da inserire alla posizione del cursore: molto comodo!

CTRL+SHIFT+SPAZIO visualizza i parametri richiesti per una specifica routine: non sarà più necessario doversi ricordare niente!

Monitoraggio delle variabili e dei registri durante la simulazione del programma: tutto sotto controllo!

Statistiche dettagliate sul tempo di esecuzione, allocazione delle funzioni, annidamenti, mappa della memoria e molte altre preziose informazioni!

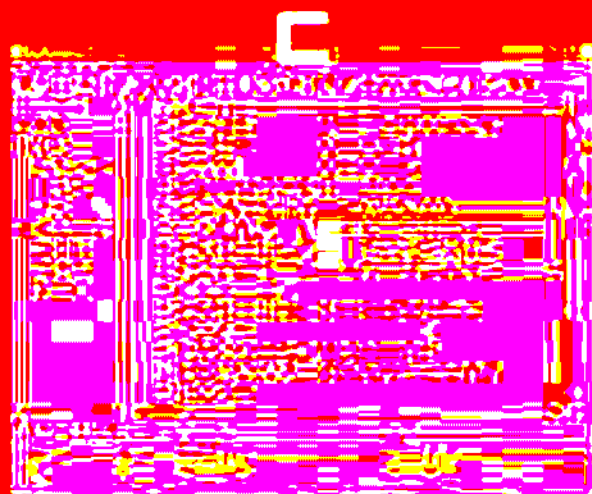
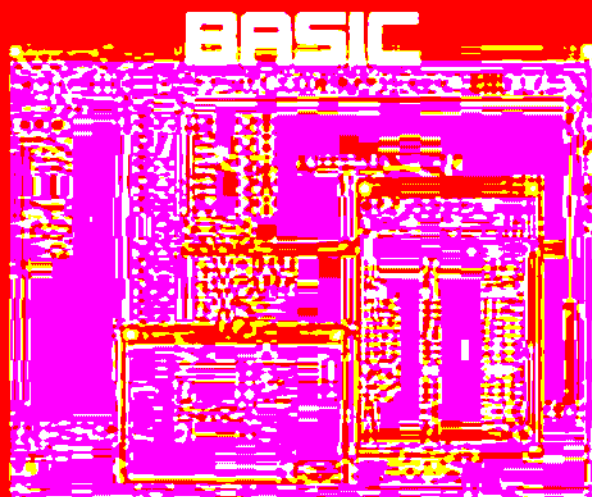
Librerie di funzioni per:
ADC, CAN, CANSPI, COMPACT FLASH, EEPROM, ETHERNET, FLASH MEMORY, LCD GRAFICI e ALFANUMERICI, I2C, TASTIERE, TASTIERE a MATRICE, TASTIERE PS2, CODIFICA MANCHESTER, MMC, ONEWIRE, PWM, RS485, SECURE DIGITAL, I2C SOFTWARE, SPI SOFTWARE, UART SOFTWARE, SUONI, SPI, USART, USB HID, FUNZIONI TRIGONOMETRICHE, GESTIONE STRINGHE, funzioni di conversione e molto altro!

Esplorazione del codice facilitata per ritrovare velocemente variabili e procedure nel programma: mai più aghi nel pagliaio!

Posizionando il cursore su una parola e premendo F1 è possibile visualizzare tutte le informazioni contestuali: assistente sempre disponibile!

BASIC

C

PASCAL

È un prodotto in esclusiva su
www.elettroshop.com

Inware®
Providing Innovation

Inware Srl
Via Cadorna, 27/31
20032 Cormano (MI) Italy
Tel: 02.66504794 - Fax: 02.66508225
www.inware.it - info@inware.it

Codice MIP 250002

Guida al numero 250

Pratica

Speciale

Aprile 2006

Teoria

Aziende citate in questo numero

Risorse

www.farelettronica.com

DIRETTORE RESPONSABILE
Antonio Cirella

DIRETTORE ESECUTIVO
Tiziano Galizia

COORDINAMENTO TECNICO
Maurizio Del Corso

HANNO COLLABORATO IN QUESTO NUMERO
Giovanni Di Maria, Rossano Zanardi, Massimo Di Marco,
Enrico Raffone, Nico Grilloni, Andrea Marani, Agostino Rolando.

DIREZIONE • REDAZIONE • PUBBLICITÁ
INWARE Edizioni srl - Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Tel. 02.66504755 - Fax 02.66508225
info@inwaredizioni.it - www.inwaredizioni.it
Redazione: fe@inwaredizioni.it

PROGETTO GRAFICO E IMPAGINAZIONE
Graficonsult - Milano

STAMPA
ROTO 2000 - Via L. da Vinci, 18/20 - 20080, Casarile (MI)

DISTRIBUZIONE
Parrini & C. S.p.a. - Viale Forlanini, 23 - 20134, Milano

UFFICIO ABBONAMENTI
INWARE Edizioni srl - Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Per informazioni, sottoscrizione o rinnovo dell'abbonamento:
abbonamenti@inwaredizioni.it
Tel. 02.66504755 - Fax. 02.66508225
L'ufficio abbonamenti è disponibile telefonicamente
dal lunedì al venerdì dalle 14,30 alle 17,30
Tel. 02.66504755 - Fax. 02.66508225

Poste Italiane S.p.a. - Spedizione in abbonamento Postale
D.L. 353/2003 (conv. In L. 27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, DCB Milano.
Abbonamento per l'Italia: € 45,00
Abbonamento per l'estero: € 115,00

Gli arretrati potranno essere richiesti, per iscritto, al seguente costo:
Numero singolo: € 7,50
Numero doppio: € 9,00
Numero con allegato: € 8,50

Autorizzazione alla pubblicazione del Tribunale di Milano n. 647 del 17/11/2003.

Privacy - Nel caso la rivista sia pervenuta in abbonamento o in omaggio, si rende noto che i dati in nostro possesso sono impiegati nel pieno rispetto del D.Lgs. 196/2003. I dati trasmessi a mezzo cartoline o questionari presenti nella rivista, potranno venire utilizzati per indagini di mercato, proposte commerciali, o l'inoltro di altri prodotti editoriali a scopo di saggio. L'interessato potrà avvalersi dei diritti previsti dalla succitata legge. In conformità a quanto disposto dal Codice di deontologia relativo al Trattamento di dati personali art. 2, comma 2, si comunica che presso la nostra sede di Cormano Via Cadorna 27, esiste una banca dati di uso redazionale. Gli interessati potranno esercitare i diritti previsti dal D.Lgs. 196/2003 contattando il Responsabile del Trattamento Inware Edizioni Srl (info@inwaredizioni.it).

RICHIESTE DI ASSISTENZA
Per richiedere assistenza o chiarimenti sugli articoli pubblicati, vi preghiamo di contattare direttamente l'autore. Se questo non fosse possibile, utilizzate il modulo di contatto che trovate sul nostro sito web www.farelettronica.com.

COLLABORARE CON FARE ELETTRONICA
Le richieste di collaborazione vanno indirizzate all'attenzione di Tiziano Galizia *(t.galizia@farelettronica.com)* e accompagnate, se possibile, da una breve descrizione delle vostre competenze tecniche e/o editoriali, oltre che da un elenco degli argomenti e/o progetti che desiderate proporre.

ELENCO INSERZIONISTI

Energia senza interruzioni

Note dalla redazione

Qualunque apparato elettrico o elettronico, per funzionare correttamente, ha bisogno di un collegamento ad una sorgente d'energia elettrica stabile e senza disturbi o perturbazioni di qualsiasi genere.
Tuttavia, data la complessità del sistema elettrico, è utopistico pensare che l'energia che arriva alle utenze civili o industriali sia pulita e totalmente affidabile. Se a questo aggiungiamo la possibilità di guasti all'impianto locale causati da sovraccarichi, anche momentanei, fenomeni come il black-out o il brown-out sono da considerarsi tutt'altro che rari.
Benché risulti piuttosto facile immagazzinare energia elettrica in forma continua, ad esempio nelle batterie (dunque in forma d'energia elettrochimica), la cosa risulta invece impossibile in corrente alternata, ma visto che moltissimi utilizzatori richiedono la corrente alternata per funzionare correttamente, è necessario disporre di un efficace sistema di conversione DC/AC. Per spiegare come ottenere una corrente alternata a partire da una sorgente in continua, come gestire la potenza sul carico, come mantenere la batteria sempre in carica quando non utilizzata, abbiamo pensato di proporre un'interessante serie di articoli sugli UPS (Uninterruptible Power Supply) noti anche come gruppi di continuità. *UPS By Example* è una trattazione completa ed esaustiva che vi guiderà alla scoperta delle tecniche di progettazione degli UPS per arrivare alla costruzione di un sistema completo e dalle caratteristiche davvero interessanti!
Oltre agli UPS questo numero riserva, come sempre, altri contenuti di rilievo. Vedremo come gestire, una *memoria seriale* I^2C *con un PIC*, con il compilatore *Mikrobasic*, e come generare una serie di scintille partendo dalla tensione di rete, al fine di realizzare un *accendigas elettronico*.
Continua la trattazione sugli operazionali con *l'analisi dei comparatori e delle loro caratteristiche peculiari*, inoltre presentiamo una nuova tecnica di *gestione dei fari della vostra auto* mirata ad allungarne la vita: questa volta sarà un PIC a gestire il tutto.
L'argomento Wi-Fi procede con l'analisi delle *tecniche di sicurezza WEP, WPA e WPA2*: come funzionano e in che modo garantiscono la riservatezza dei dati. Segue un interessante progetto pratico per la costruzione di una *tastiera seriale gestita da una CPLD* programmata in Verilog e per concludere, un articolo divulgativo su come vengono generati *gli standard di tempo e di frequenza*, grandezze fondamentali nelle applicazioni ad alta precisione come i sistemi di navigazione satellitare.
Un nuovo numero tutto da sfogliare per soddisfare la vostra sete di conoscenza.
L'appuntamento è in edicola a Maggio con il numero **251** di Fare elettronica ed il numero **4** di Firmware.

Tiziano Galizia
t.galizia@inwaredizioni.it

Scrivete a:
**MAILBOX
REDAZIONE DI
FARE ELETTRONICA**
Inware Edizioni s.r.l.
Via Cadorna, 27/31
20032, Cormano (MI)

Oppure inviate un'email a:
mailbox@farelettronica.com

Mailbox

Questa rubrica ospita le richieste più interessanti pervenute dai lettori. Per quanto possibile verrà data risposta a tutte le richieste pervenute via email.

INDICATORE DI LIVELLO

Sono in possesso di un indicatore di livello che fornisce una uscita 0-10V in corrente continua con corrente massima di 5mA. Con tale indicatore vorrei gestire due lampade a 220Vac una rossa ed una verde in modo che la verde sia accesa se il livello supera un determinato valore, la rossa sia accesa se il livello scende al di sotto di un valore di guardia e che siano entrambe spente se il livello è compreso tra le due soglie.

Mauro Gherardoni

La soluzione più semplice è quella di impiegare dei comparatori per controllare il livello di tensione in uscita dall'indicatore quindi pilotare due triac attraverso un fotoaccoppiatore per la gestione delle lampade. Lo schema è quello di figura 1. La tensione un uscita al sensore viene inviata all'ingresso dell'operazionale che la confronta con la tensione di riferimento impostata mediante il trimmer. Nel caso dell'operazionale A l'ingresso è applicato al morsetto non invertente in modo che l'uscita dell'operazionale sia a livello basso se Vin<VR1. Il livello basso di uscita polarizza il led del fotoaccoppiatore che innesca il triac accendendo la lampada. Invertendo il morsetto invertente con quello non invertente (come nel caso dell'operazionale B) si ottiene l'effetto opposto, ovvero lampada accesa con Vin >VR2.

Figura 1

MISURA DELLA TEMPERATURA CON NTC

Come è possibile utilizzare un NTC per leggere una temperatura su un multimetro digitale?

Maurizio Fileni

Per la misura della temperatura l'NTC può essere inserito in un ponte di misura al quale viene applicata una tensione costante ricavata

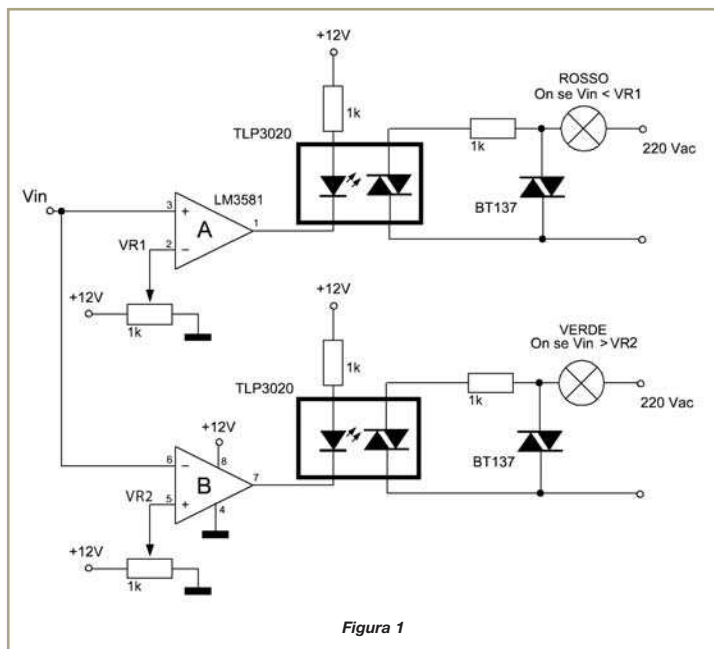
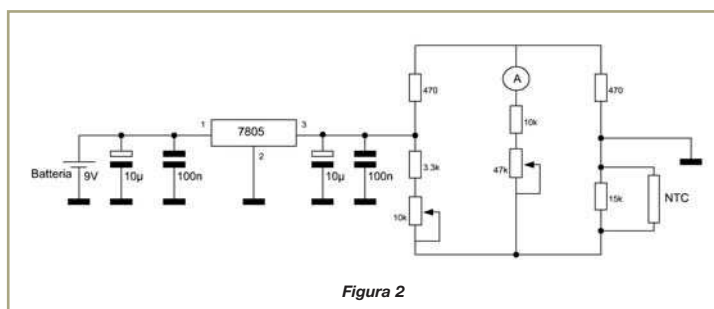



Figura 2

"Richieste, chiarimenti, dubbi e commenti dai lettori"

da un regolatore integrato di tipi 7805. Il multimetro dovrà essere impostato come amperometro con portata di 100μA f.s. e la risoluzione è dell' 1% da 0 a 70°C. I due trimmer permettono la taratura dei valori di fondo scala.
La sonda è un NTC da 5KOhm. Lo schema è riportato in figura 2.

PREAMPLIFICATORE MICROFONICO

Per munire il mio impianto Hi-Fi di microfono dinamico, avrei bisogno dello schema elettrico di un preamplificatore microfonico da connettere alla prese AUX dell'amplificatore. Come alimentazione dispongo di 12V recuperabili da una uscita DC dell'amplificatore.

Luigi Nervia

Figura 3

In figura 3 è riportato lo schema elettrico di un preamplificatore ottenuto con una coppia di transistori in configurazione ad emettitore comune e consente l'uso di qualsiasi microfono dinamico. Nella realizzazione è necessario mantenere i collegamenti più corti possibile in modo da evitare al massimo l'ingresso del rumore.

IMPIANTO HOME THEATRE

Vorrei autocostruire un semplice impianto home theatre ma non so da dove partire. Potrei avere qualche schema di esempio?

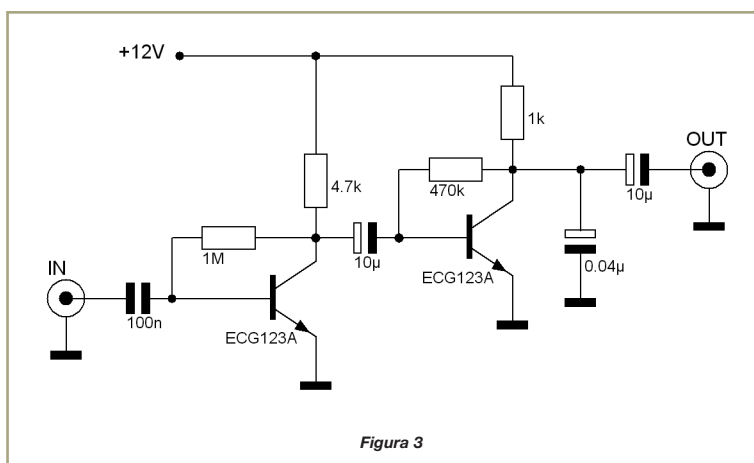
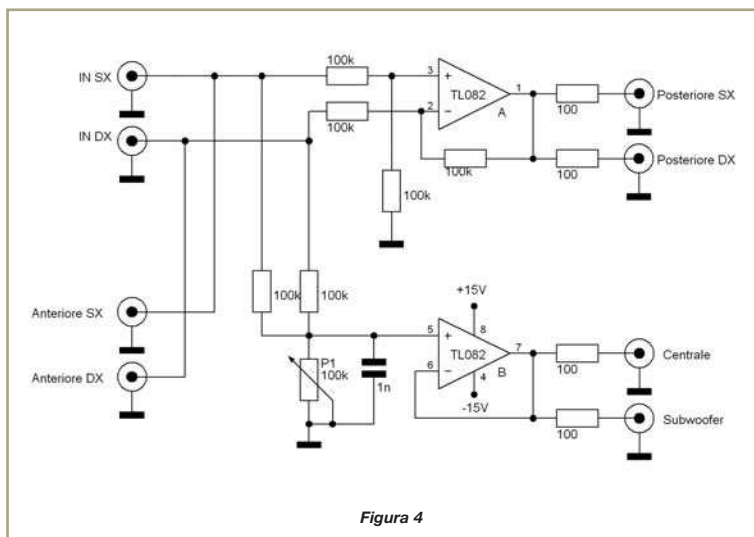
Luca Sorisi

La costruzione di un impianto home theatre non è certo cosa da poco, tuttavia pubblichiamo volentieri un semplice schema per ottenere un piacevole effetto surround a partire da un segnale audio stereo. Lo schema è quello di figura 4 ed il circuito deve essere connesso prima dell'amplificatore finale. La sezione A del TL082 è montata come amplificatore differenziale per cui sugli altoparlanti posteriori sarà presente la differenza tra i due canali con la conseguente rimozione di tutti i segnali di modo comune. Il canale centrale è ottenuto dalla sezione B del TL082 che funziona come sommatore non invertente ed il livello del centrale può essere regolato da P1. La stessa uscita mono è adatta anche al pilotaggio del subwoofer la cui circuiteria provvederà al filtraggio ed alla manipolazione della fase in maniera opportuna.

Figura 4

Rubrica di notizie e novità dal mondo dell'elettronica.

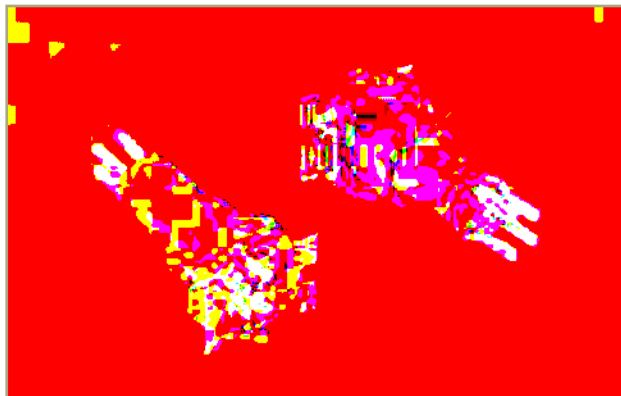
Prima pagina

CIRCUITI DI ESPANSIONE PER BUS I²C IN GRADO DI MEMORIZZARE LA CONFIGURAZIONE IN MODO NON VOLATILE

Cypress Semiconductor ha di recente introdotto tre nuovi "port expander" per bus I²C in grado di memorizzare tutte le impostazioni dell'utente in una memoria non volatile, eliminando la necessità di riconfigurare il dispositivo dopo ogni accensione. Questi nuovi componenti rendono disponibili fino a 60 I/O (Input/Output) – il più elevato tra tutti gli analoghi dispositivi finora presenti sul mercato – il maggior numero di modulatori PWM e la più ampia memoria EEPROM accessibile al bus I²C rispetto alle alternative esistenti. I nuovi "port expander" per bus I²C impiegano un algoritmo "Extendable Soft Addressing" proprietario che assicura la massima flessibilità nella configurazione di un massimo di 127 indirizzi di dispositivi per bus. Tale caratteristica permette di controllare migliaia di I/O bidirezionali in un'ampia gamma di applicazioni. Basati sulla flessibile e ampiamente diffusa architettura PSoC® (Programmable System-On-Chip™) messa a punto da Cypress Semiconductor, questi componenti non richiedono alcuna programmazione da parte dell'utilizzatore, proponendosi come la soluzione ottimale per l'espansione delle porte.

I tre nuovi "port expander" introdotti da Cypress, si differenziano in termini di numero di espansioni di I/O (20, 40 e 60), profondità di memoria EEPROM (1, 11 e 27 Kb) accessibile dal bus I²C e numero di sorgenti PWM (4, 8 e 16). Adottano l'interfaccia standard I²C in modo da semplificare la migrazione dai progetti esistenti. In grado di operare nell'intervallo di temperatura industriale compreso tra –40 e + 85°C, questi componenti accettano tensioni che vanno da 3,0 a 5,25 V. I nuovi prodotti comprendono un ingresso per la disabilitazione della scrittura (WD) della EEPROM, un'uscita di interrupt che indica le variazioni del livello del pin di ingresso e dello stato del PWM e un circuito interno di reset all'accensione (POR – Power On Reset). Ciascun I/O può collegarsi a una sorgente PWM e un singolo comando di registro memorizza la configurazione attuale sotto forma di valore di default non volatile.

Codice MIP250201

ERNI INTRODUCE UNA SERIE DI NUOVI CONNETTORI M8 PER APPLICAZIONI DI AUTOMAZIONE IN SPAZI RIDOTTI

ERNI annuncia la disponibilità di una nuova serie di connettori M8 maschio e femmina progettati per le applicazioni di automazione. I primi prodotti della nuova linea saranno dei connettori femmina a 3-pin e 4-pin nonché una versione a 4-pin del connettore maschio. Queste nuove soluzioni possono essere utilizzate per dare vita a flessibili connessioni di I/O su circuito stampato. Grazie all'adozione di un'architettura di terminazione in tecnologia a montaggio superficiale (SMT), ERNI garantisce per la prima volta ai clienti la possibilità miniaturizzare in modo significativo i prodotti finali.

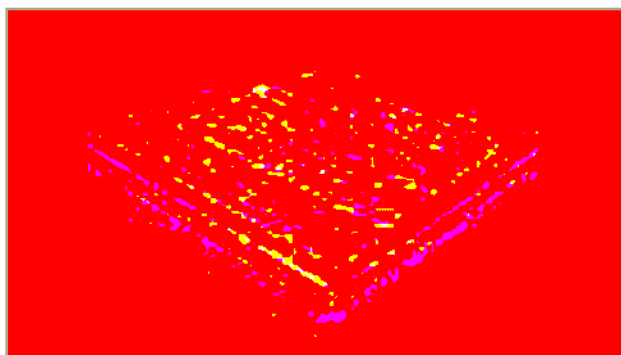
La geometria di interconnessione è conforme allo standard IEC 61067-2-101. Quando il connettore è inserito, il livello di protezione raggiunge il grado IP67, in accordo allo standard IEC 61076-2-101. Il range tradizionale di applicazioni abbraccia la connessione degli attuatori e dei sensori utilizzati nei progetti di automazione. Attualmente, questi piccoli connettori M8 possono essere utilizzati anche per le connessioni di alimentazione e per le connessioni di bus, laddove i connettori M12 o altre soluzioni risultano eccessivamente ingombranti. A differenza dei connettori M12, gli M8 sono codificati esclusivamente grazie alla disposizione dei contatti.

Le connessioni terminali dei prodotti M8 sono state rese talmente robuste da permettere di alimentare il confezionamento delle parti attraverso adeguati dispositivi a vibrazione. Il connettore è stato progettato anche per il confezionamento in formato tape-on-reel. Come risultato, a dispetto della relativa altezza d'installazione, è possibile montare automaticamente i connettori sia maschio sia femmina sfruttando le più moderne macchine a piazzamento automatico. Grazie al design modulare adottato da ERNI, i connettori sono prodotti in varie versioni e secondo differenti opzioni di altezza di installazione. I clienti possono inoltre scegliere le tecnica di terminazione più congeniale (SMT, press-fit o through-hole). L'isolante nero è realizzato in materiale plastico resistente alle alte temperature e adatto alla saldatura con tutte le procedure SMT tradizionali. I nuovi connettori M8 sono già pronti per i trattamenti lead-free, obbligatori a partire dal luglio del 2006.

Codice MIP250202

MODULO M2M IN FORMATO FRANCOBOLLO: TELIT PRESENTA IL MODULO GSM/GPRS PIÙ PICCOLO AL MONDO

Telit Communications S.p.A. presenta una novi-

tà mondiale: il modulo GSM/GPRS quad band più piccolo al mondo. La sua forma compatta rappresenta un vantaggio determinante per l'impiego in apparecchi destinati al consumatore finale. La tecnologia costruttiva BGA, finora unica nel suo genere nel settore M2M, nell'ambito del sistema "pick and place" garantisce un montaggio semplice, sicuro ed economico come nel caso dei componenti SMD. Con il venir meno di connettori e cavi, i costi possono essere ridotti ulteriormente.

In virtù delle sue dimensioni di ingombro pari a soli 30 x 30 x 2,8 millimetri e del suo peso pari a sette grammi, il GE864 è particolarmente adatto ad applicazioni per le quali la forma compatta è determinante.

Telit offre il suo ultimissimo modulo nelle versioni Quad e Python. I Moduli Quad band sono applicabili in tutte le reti GSM/GPRS del mondo. Con Python gli utenti possono sviluppare semplici applicazioni software e farle funzionare direttamente sul modulo senza alcun microcontrollore esterno.

Codice MIP250203

RS UK RICEVE IL "ROHS TRUSTED" KITEMARK

RS Components ha ottenuto nel Regno Unito (dove ha sede l'Head Quarter) il prestigioso riconoscimento "RoHS Trusted" Kitemark, rilasciato dal noto British Standard Institution (BSI). Il Kitemark BSI è una delle più autorevoli e cono-

sciute certificazioni al mondo: l'istituto che lo rilascia garantisce che l'azienda ha rispettato, o addirittura superato, tutti gli standard qualitativi di riferimento. Si tratta di una certificazione di grande valore, non solo perché è stata conquistata grazie a valutazioni indipendenti effettuate su base continuativa, ma anche perché RS UK è uno dei primi distributori del Regno Unito ad avere conseguito questo importante riconoscimento, che avvalora il costante impegno dell'azienda verso la conformità alla Direttiva RoHS.
RS Components ha sottoposto i propri prodotti e processi a un esame minuzioso, eseguito da esperti indipendenti, per certificare la propria responsabilità nei confronti delle nuove normative europee e per rassicurare i clienti sul fatto che l'azienda continua ad attuare, sviluppare e migliorare le proprie strategie, procedure e metodi per soddisfare tutti i requisiti richiesti dal BSI.
Con questo riconoscimento RS si riconferma il distributore più affidabile nell'ambito della conformità RoHS, in virtù della pluriennale esperienza sui mercati internazionali, delle solide partnership costruite con i migliori produttori mondali e anche grazie all'impegno, concreto e tangibile, nel garantire sempre il massimo servizio alla propria clientela.

Codice MIP250204

NUOVI DATALOGGER MULTICANALE PICO ADC-20 E ADC-24 USB: IL MEGLIO IN TERMINI DI ACCURATEZZA E RISOLUZIONE

P.C.B. Technologies annuncia gli ultimi arrivati nella gamma di prodotti per l'acquisizione di dati, i modelli ADC-20 e ADC-24 di registratori di dati con USB della Pico Technology. Con una risoluzione fino a 24 bit in grado di rilevare piccole variazioni di segnale, un'accuratezza dello 0,1% per letture affidabili e fino a 16 canali,

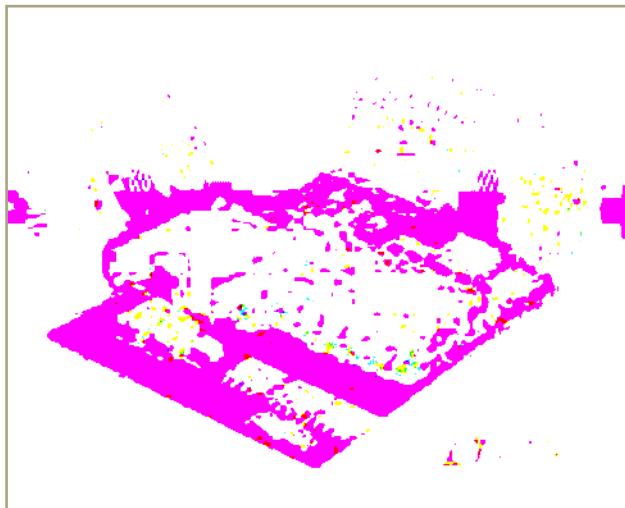
questi registratori di dati offrono prestazioni superbe in un pacchetto pratico e di semplice utilizzo. La porta USB facilita la connessione e l'installazione, eliminando la necessità di un alimentatore esterno.
I nuovi registratori di dati offrono una soluzione conveniente per la misurazione e la registrazione dei segnali di tensione con un PC o un laptop (dotati di Windows 98SE, ME, 2000, XP o successivi) con una porta USB. Quando viene utilizzato con il software PicoLog® per la registrazione dei dati, le unità possono effettuare fino a 1 milione di campionamenti alla frequenza di campionamento prescelta, per una visualizzazione in tempo reale o per memorizzare i dati su disco rigido per un'analisi successiva. ADC-20 dispone di 4 canali differenziali per la massima accuratezza, che possono essere utilizzati anche come 8 canali singoli per una maggiore flessibilità; ADC-24, invece, dispone di 8 canali differenziali utilizzabili anche come 16 canali a uscita singola.
Gli ingressi sono dotati di 7 intervalli di tensione programmabili per supportare un'ampia gamma di segnali e sensori. Tutti gli ingressi analogici sono dotati di protezione da sovraccarico per +/- 30 V mentre gli ingressi differenziali sono isolati galvanicamente per eliminare interferenze di terra. Entrambe le unità sono dotate di uscite a +/- 5 V per alimentare i sensori, mentre ADC-24 offre in più 4 linee digitali di ingresso/uscita. Con Picolog, o con un altro software dell'utente e il driver Pico, è possibile utilizzare contemporaneamente fino a 4 unità. È disponibile una scheda terminale opzionale che accetta fili del sensore che non è necessario saldare, fornendo spazio per circuiti semplici.

Codice MIP250205

TERIDIAN SEMICONDUCTOR PRESENTA GLI SWITCH AUDIO/VIDEO UNIVERSALI A 3 INGRESSI

Teridian Semiconductor Corp. ha annunciato oggi l'introduzione di AVPro 5303B, un circuito integrato per driver dello switch audio/video universale a tre ingressi, appositamente progettato per applicazioni audio/video per TV e consumer, ad esempio decoder, lettori DVD e sistemi PVR (Personal Video Recorders).
L'AVPro 5303B supporta le interfacce audio SCART, YPbPr, SVHS, CVBS e R/L. Il dispositivo può anche essere configurato per applicazioni PIP (Picture-in-Picture) e a 4-6 canali di ingresso. La modalità power-down, i driver video integrati da 75 Ohm, 2 driver audio Vrms, i guadagni audio e video programmabili, nonché la matrice di commutazione audio/video flessibile sono le altre funzioni chiave che caratterizzano questo prodotto. Tutte le impostazioni di commutazione e delle funzioni sono controllate mediante il protocollo I²C.

Codice MIP250206

DA LINEAR TECHNOLOGIES UNA SOLUZIONE DC/DC ISOLATA CON LA SEMPLICITÀ DEL CIRCUITO BUCK

Linear Technology Corporation presenta una nuova famiglia di convertitori DC/DC che offre le prestazioni e la semplicità di un regolatore buck (step-down) per la progettazione di alimentatori isolati. Questi circuiti integrati per il lato primario e secondario si basano sulla tecnologia di funzionamento PolyPhase®, che garantisce lo share della corrente e l'uso in parallelo di due circuiti per aumentare la corrente di uscita. Altri vantaggi includono la funzionalità di avvio automatico, che elimina la necessità di un avvolgimento aggiuntivo nel trasformatore, il design senza optoaccoppiatori, la risposta alla corrente transitoria rapida e il raddrizzamento sincrono per un'elevata efficienza di funzionamento. Il chipset supporta le tensioni di uscita standard, quali ad esempio 5 V, 12 V, 28 V e 52 V, nonché le basse tensioni fino a 0,6 V. Questi sistemi consentono inoltre di utilizzare componenti magnetici e discreti standard e a basso costo. Un esempio di applicazione sono gli alimentatori isolati con un range di tensione in ingresso di 36 V - 72 V e tensione in uscita di 3,3 V a 30 A o 1,2 V a 100 A.
I controller del lato primario, LTC3705 e LTC3725, sono driver diretti. Il modello LTC3705 pilota due switch, mentre la versione semplificata LTC3725 funziona con un solo switch. I circuiti integrati per il lato secondario, LTC3706 e LTC3726 sono raddrizzatori sincroni in corrente con un'architettura di avvio automatico. Il modello LTC3706 è adatto al funzionamento PolyPhase, mentre l'LTC3726 è più semplice e ideale per il funzionamento monofase. Per semplificare ulteriormente la progettazione, viene utilizzata una tecnica proprietaria che consente di trasmettere contemporaneamente segnali di unità gate multiplex e potenza di polarizzazione DC attraverso la barriera di isolamento tramite un unico trasformatore di impulsi di piccole dimensioni. Il design flessibile del chipset supporta alimentatori isolati standard e personalizzati in base alle esigenze specifiche. Linear Technology offre ai clienti assistenza nella progettazione, fornendo schemi, distinte dei materiali, simulazioni, file di studio e una scheda demo. Oltre ad usufruire di questi servizi supplementari durante la progettazione, i clienti possono ridurre sensibilmente i costi rispetto all'acquisto di un modulo DC/DC tradizionale.

Codice MIP250207

Fare elettronica

servizio MIP

Richiedi maggiori informazioni sui contenuti di Fare Elettronica, visita il sito:

www.farelettronica.com/mip

Oppure compila questo modulo ed invialo via fax al numero 02 66508225

More Info Please!

NUMERO DELLA RIVISTA 250

CODICI MIP*
(DA COMPILARE)

DATI DEL LETTORE

NOME

COGNOME

AZIENDA

INDIRIZZO AZIENDA

CAP — CITTÀ

PROV. — NAZIONE

TEL.

FAX

E-MAIL

Privacy. Ai sensi del Decr. Lgs. 196/2003 la informiamo che i dati trasmessi verranno impiegati coi principali scopi di indagini di mercato e nelle modalità previste dallo stesso, prevalentemente con mezzi informatici. Il conferimento, di norma facoltativo, è obbligatorio per permettere il rapporto commerciale. È in ogni caso fatto diritto dell'interessato esercitare i propri diritti, nei modi previsti dal "Titolo II art. 7" della legge sopra citata, scrivendo a Inware Edizioni Via Cadorna 27 – 20032 Cormano o trmite email a info@inwaredizioni.it

* Utilizza il numero MIP che compare alla fine di ogni articolo o all'interno delle pagine di tuo interesse

Dal blocco note di Fare Elettronica una raccolta di idee da tenere sempre a portata di mano.

Notepad

Questa rubrica ha lo scopo di fornire degli schemi applicativi o idee di progetto dei componenti elettronici più interessanti, selezionati per voi dalla redazione. Tutti gli schemi presentati sono elaborazioni di quelli ufficiali proposti dai produttori nella documentazione ufficiale.

REAL TIME CLOCK SU I²C BUS

M41ST87Y/W è un circuito integrato di ST Microelectronics che permette di integrare un clock realtime (RTC) nella propria applicazione. L'interfaccia è I²C bidirezionale e la temporizza-

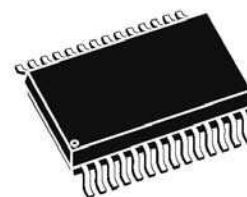
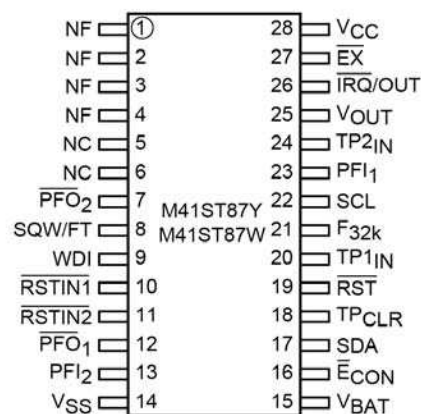
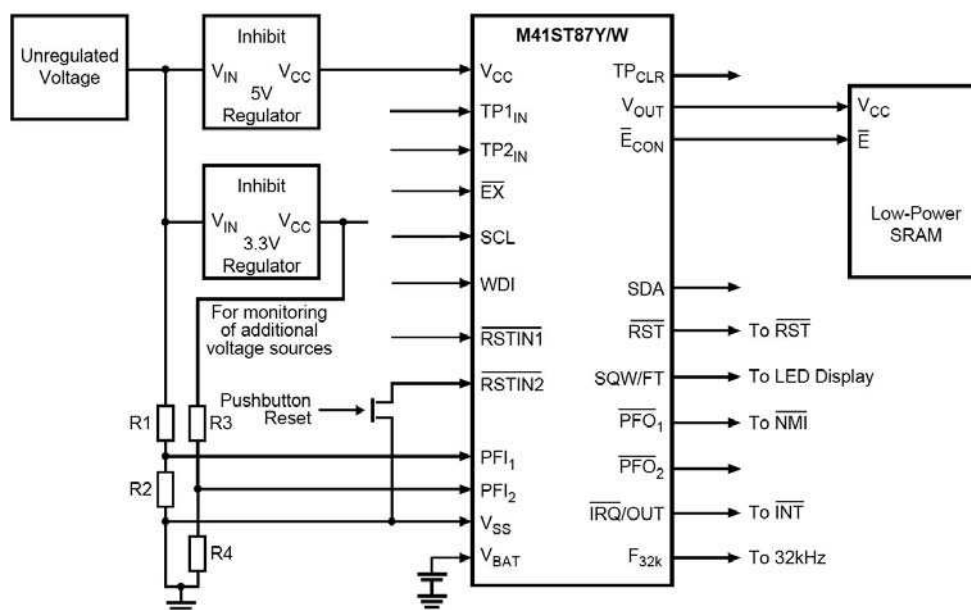



Figura 1_A

Figura 1

zione è regolata da un clock interno dotato di quarzo a 32.768KHz.
Il dispositivo è dotato di 1280 bit di SRAM CMOS utilizzati per le funzioni di orologio/calendario, calibrazione, sveglia, watchdog e molte altre funzioni.
Il circuito è inoltre in grado di rilevare l'abbassamento della tensione di alimentazione e commutare automaticamente su una batteria di backup per garantire la continuità di funzionamento. Nelle figure 1 ed 1_A il pinout ed uno schema applicativo.

COMMUTATORE ANALOGICO

Ecco un utilissimo circuito integrato contenente un doppio switch analogico a due scambi. Si tratta dell'AD7512DI prodotto dalla Analog Devices.
Il contenitore è un DIL a 14pin ed in figura 2 è riportato lo schema a blocchi e lo stadio di uscita. L'alimentazione è duale e può arrivare fino a 17Volt, la massima corrente di uscita è di 50mA continui o picchi di 150mA (durata inferiore al millisecondo). La resistenza di contatto (contatto chiuso) è di 75Ω.

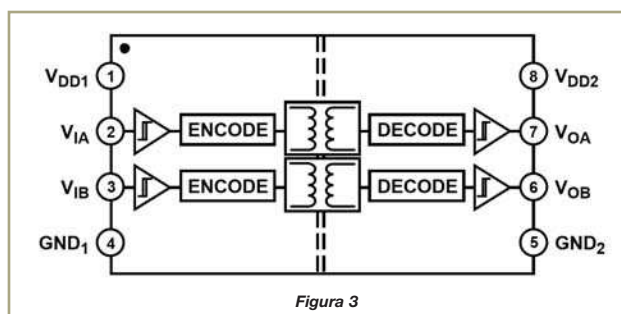



Figura 3

ISOLAMENTO GALVANICO CON ADUM1200

Come alternativa al classico fotoaccoppiatore l'ADuM1200 si presta benissimo per applicazioni in cui oltre ad un buon grado di isolamento, è richiesto anche un basso consumo ed una elevata compattezza.
L'alimentazione è a 3V o 5V ed i consumi sono circa 5 volte più bassi rispetto ai fotoaccoppiatori classici. L'isolamento è garantito da un trasformatore monolitico. In figura 3 è riportato lo schema a blocchi.

DISCONNESSIONE AUTOMATICA DI UN CARICO

Il circuito di figura 4 permette la disconnes-

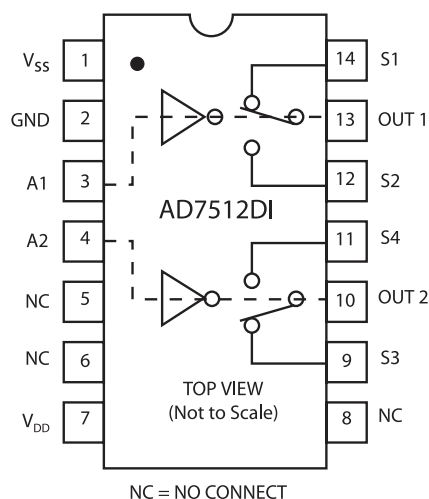
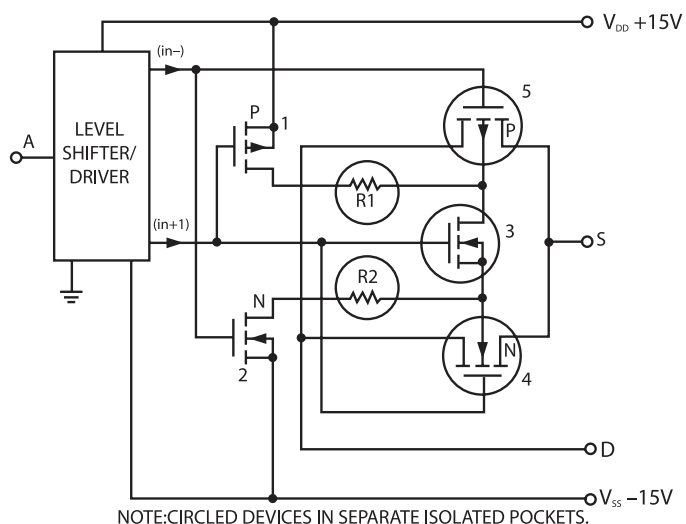



Figura 2

Figura 4

sione automatica del carico dalla batteria se la tensione sul carico stesso scende al di sotto di un valore prefissato.
Il ripristino del sistema avviene mediante la pressione di un pulsante di reset. La soglia di commutazione è data da 1,15(R1+R2)/R1.
Il cuore del circuito è l'integrato MAX8212 prodotto da Maxim.

INDICATORE DI SALINITÀ

Il circuito di figura 5 permette di indicare il livello di salinità di un liquido attraverso tre led. La sonda è costituita da un jack audio mono da 6,3mm da immergere nel liquido.
Il jack dovrà essere modificato in modo da immergere nel liquido i due poli coinvolgendo la stessa superficie (sarà opportuno isolare parte del contatto di massa).
Per la taratura è necessario collegare un voltmetro al pin 1 del LM324, immergere la sonda in acqua distillata quindi regolare il trimmer fino a leggere sul voltmetro una tensione nulla.
Per la misura corretta sono necessari almeno 30 secondi di immersione.

Figura 5

Rubrica di appuntamenti, manifestazioni ed eventi nel mondo dell'elettronica

Gli eventi di APRILE 2006

01-02 APRILE 2006
EXPO ELETTRONICA

Ad EXPO ELETTRONICA, oltre alle merceologie "tradizionali" proposte da questo tipo di manifestazioni, quali computer, elettronica, radiantismo, telefonia, surplus, radio d'epoca, dischi e CD da collezione, certamente non mancano i buoni affari sia per gli esperti sia per i neofiti! Sul sito www.blunautilus.it è possibile scaricare il biglietto per l'ingresso ridotto ed altre notizie.

Informazioni utili:
Lario Fiere - Erba (CO)
Organizzazione Blu Nautilus
www.blunautilus.it - Tel. 0541.53294
Orario dalle 9:00 alle 18:00 (€ 8,00)

Codice MIP 250301

04 APRILE 2006
MOBILE FORCE & OFFICE FORUM

Giunto alla quarta edizione, si conferma l'appuntamento su temi oggi al centro della rivoluzioni nel modo di fare business. Si parlerà di mobile security, considerando che la crescita di dispositivi mobili a disposizione della forza vendita e di personale tecnico, mette all'ordine del giorno la necessità di difendersi da attacchi informatici. Spazio anche al trattamento dei dati wireless via posta elettronica. Infine, non poteva mancare l'interesse per il mondo dell'infomobilità. Verranno presentate tutte le novità riguardanti i navigatori satellitari, Smartphone/Pda, terminali di bordo, cartografia digitale, sistemi di sicurezza ed emergenza personale.

Informazioni utili:
Crowne Plaza Milan Linate
San Donato Milanese (MI)
Organizzazione Wireless srl
www.wirelessforum.it - Tel. 02.48100302
Orario dalle 9:00 alle 18:00 (ingresso gratuito)
Principali espositori:
Inware srl - www.inware.it

Codice MIP 250302

04 APRILE 2006
WLAN BUSINESS FORUM

Wlan Business Forum 2006 sarà l'occasione per dibattere sulle ultime novità sia sul piano legislativo sia sulle nuove tecnologie in sperimentazione. Tra le novità di quest'anno spicca il "Wireless Trials Award", concorso realizzato da Wireless in collaborazione con Wireless Italia per dare risalto alle sperimentazioni che coinvolgono le tecnologie senza fili. La giornata del 4 aprile sarà il momento culminante di un percorso che nei mesi precedenti ha visto impegnata una giuria di esperti nel valutare i progetti di maggior rilievo: una premiazione decreterà i migliori.

Informazioni utili:
Crowne Plaza Milan Linate
San Donato Milanese (MI)
Organizzazione Wireless srl
www.wirelessforum.it - Tel. 02.48100306
Orario dalle 9:00 alle 18:00 (ingresso gratuito)
Principali espositori:
Inware srl - www.inware.it

Codice MIP 250303

05 APRILE 2006
VOIP NOW!

Voip Now! è una sessione realizzata in collaborazione con il Forum della Net Economy dedicata al mondo Voice Over IP, preludio di VON Italy 2006, il più importante eventi mondiale dedicato alla comunicazione VOIP (http://www.vonitaly.com), realizzato in collaborazione con pulvermedia, media company di profilo internazionale.

Informazioni utili:
Palazzo Turati – Milano
Organizzazione Wireless srl
www.wirelessforum.it - Tel. 02.48100306
Orario dalle 9:00 alle 18:00 (ingresso gratuito)
Codice MIP 250304

08-09 APRILE 2006
MOSTRA EMPOLESE DELLA RADIANTISTICA

Rassegna delle attrezzature e della componentistica radioamatoriale.
Informazioni utili:
Palazzo delle Esposizioni - Empoli (FI)
Organizzazione Studio Fulcro
www.studio-fulcro.it - Tel. 010.561111
Orario dalle 9:00 alle 18:00
Codice MIP 250305

08-09 APRILE 2006
22° MOSTRA MERCATO RADIANTISTICA ED ELETTRONICA

Mostra mercato dedicata al materiale radiantistico per C.B. e radioamatori, apparecchiature per telecomunicazioni, surplus, telefonia, computer, antenne e parabole per radioamatori e TV satellitare, radio d'epoca, editoria specializzata. Contestualmente all'evento si svolgerà il 1° Mercatino del Radioamatore: libero scambio tra privati di apparecchiature amatoriali. In collaborazione con Associazione Radioamatori Italiani - Sezione di Civitanova Marche.
Informazioni utili:
Quartiere Fieristico – Civitanova Marche (MC)
Organizzazione E.R.F.
www.erf.it - Tel. 0733 780815
Orario dalle 9:00 alle 13:00 e
dalle 15:30 alle 19:30
Codice MIP 250306

22-23 APRILE 2006
3a FIERA MERCATO DELL'ELETTRONICA

Fiera mercato, organizzata con il patrocinio della provincia di Pescara, Comune di Silvi e ARI sezione di Chieti e Pescara, dedicata ai seguenti settori: radiantistica, computer, internet, telefonia, antenne, TV SAT, editoria.
Informazioni utili:
Fiera Adritica - Silvi Marina (TE)
Organizzazione A.R.I. sezione Pescara
www.aripescara.org - Tel. 085.4215840
Orario dalle 9:00 alle 19:00
Codice MIP 250307

29 APRILE – 01 MAGGIO 2006
41° FIERA NAZIONALE DEL RADIOAMATORE, ELETTRONICA, INFORMATICA

Una fiera che riunisce le ultime invenzioni nel campo della radiantistica, dell'elettronica e dell'informatica, una vetrina per conoscere i progressi della tecnica e aggiornarsi sui nuovi sistemi di radiodiffusione. Settori merceologici: apparecchi radiotrasmittenti, componenti e ricambi, attrezzature e accessori per la radiantistica, informatica, personal computer, Hi-Fi e video, elettronica di consumo, home theatre, telefonia e personal communication, Internet e servizi sulla rete, manuali, editoria specializzata.
Informazioni utili:
Quartiere Fieristico – Pordenone
Organizzazione Pordenone Fiere
www.fierapordenone.it - Tel. 043 4232111
Orario dalle 9:00 alle 18:30 (€ 8,00)
Codice MIP 250308

Se sei un espositore e vuoi comparire gratuitamente in questo elenco, registrati all'indirizzo www.farelettronica.com/eventi

Prima parte
n° 249 - Marzo 2006
Riduttore di tensione per lampade automobilistiche

Seconda parte
n° 250 - Aprile 2006
Riduttore di tensione con PICmicro, per lampade automobilistiche

Riduttore di tensione

Come avevamo già anticipato nella prima parte, in questa seconda parte vedremo come gestire l'accensione, la regolarità dell'alimentazione, la tensione applicata, ed i guasti delle lampade anabbaglianti, tramite il Microprocessore PIC16F84.

Avevamo altresì anticipato che per alimentare le lampade avremmo utilizzato la tecnica PWM, che consiste essenzialmente nell'alimentare un "carico" con un'onda quadra, di cui si mantiene nel tempo fissa la frequenza, ma si può variare il periodo in cui l'onda è attiva, cioè (Ton), rispetto al periodo in cui l'onda è nulla, cioè (Toff), come rappresentato in figura 1. Il Duty-Cycle (DC) = Ton/(Ton+Toff) è un dato importante in quanto determina il valore medio della tensione ad onda quadra, come espresso dalla relazione: VA= VN * DC

Nel nostro caso il PIC16F84 può generare quattro valori di duty-cycle, combinando le posizioni di chiuso/aperto o di on/off di due jumper posizionati sul circuito come da schema elettrico di figura 5.

Figura 1 Segnale PWM con evidenziati i periodi di ON e OFF

La frequenza di pilotaggio scelta è di 100Hz.

Nella tabella seguente sono indicate le condizioni, che legano P1, P2 e INTLD al DC scelto.

P1	P2	INTLD	%DC	VA
OFF	OFF	ON	90	13.0
OFF	ON	ON	80	11.5
ON	OFF	ON	70	10.1
ON	ON	ON	60	8.7
-	-	OFF	97	14.0

Un ulteriore compito affidato al microprocessore, è quello di gestire i primi istanti di accensione della lampada. Infatti, effettuando un rilievo con l'oscilloscopio, si evidenzia un fenomeno da considerarsi poco salutare per la vita della lampada stessa.

Come indica chiaramente il grafico di figura 2, che è relativo ad una lampada alogena H4, all'atto dell'accensione il filamento di tungsteno deve sopportare un picco di corrente elevato, di oltre 50 A.

Nei primi 50-100ms il filamento si porta dalla temperatura ambiente, alla temperatura di funzionamento (circa 3000° K). Lo stress meccanico, dovuto al rapidissimo riscaldamento, è notevole ed è appunto in questa fase che avvengono, nella maggioranza dei casi, le interruzioni del filamento. Il tempo che il filamento impiega normalmente per portarsi a regime, è di 300-340ms ed è questo il tempo per riscaldarlo in un modo più equilibrato e meno distruttivo.

Per ottenere questo risultato, il Microprocessore genera, nei primi 200ms, 20 impulsi con un T(on) di 1 ms (quindi con un DC del 10%) e poi nei successivi 80-140ms, impulsi con il periodo Ton variabile fino al valore di DC impostato.

Un esempio della forma d'onda generata, per un DC=60% è raffi-

di Rossano Zanardi

gurato in figura 3.
Nei primi 200ms i 20 impulsi "primari" polarizzano i mosfet, che applicheranno la tensione di batteria al filamento delle lampade per il tempo di circa 1ms, ripetuto 20 volte.
Dopo i primi 200ms, vengono generati gli impulsi "secondari" con il Ton dell'onda quadra che cresce linearmente partendo da circa 1ms. nel primo impulso, per arrivare a 6ms nei successivi impulsi.
Il microprocessore gestisce anche l'illuminazione notturna a piena potenza. In questo caso il segnale PWM per default ha un duty-cycle del 97%. In figura 4 sono rappresentati i grafici riferiti ad una lampada H4 e ricavati da un rilievo oscillografico; essi rappresentano la sintesi di quanto trattato fino ad ora. Il transitorio A è quello di figura 2 già descritto. I grafici B e C rappresentano rispettivamente i 20 impulsi primari e gli impulsi secondari con un duty-cycle crescente fino al 97% e con un valore impulsivo di corrente decrescente. Il loro lento decrescere è l'indice di un riscaldamento più equilibrato del filamento. Gli impulsi D sono relativi all'illuminazione notturna. Naturalmente nella visualizzazione all'oscilloscopio, l'andamento di questi grafici presenta varie irregolarità, dovute alle costanti induttive e capacitive presenti nel circuito.

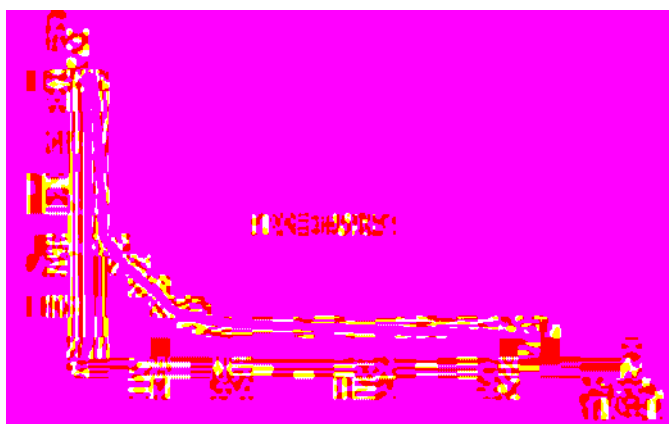



Figura 2 Rapido transitorio di corrente all'accensione di una lampada alogena (H4-H7)

RB0/RB7	Rilevano il comando di accensione dei fari D/S.
RB1/RB6	Predispongono il circuito per alimentare il faro destro e sinistro con l'eccitazione dei Relè K1 e K2.
RB2/RB4	Controllano l'integrità dei circuiti di alimentazione dei fanali destro e sinistro.
RB5	Genera il segnale PWM per entrambi i fari.
RB3/RA3	Accendono a luce verde/rossa il Led sul cruscotto.
RA0/RA1/RA2	Rilevano la posizione ON/OFF di P1/P2/INTLD.
RA4	Rivela l'accensione di un faro abbagliante

DESCRIZIONE DELLO SCHEMA ELETTRICO

Come potete notare dallo schema elettrico riportato in figura 5, il cuore del circuito è il PIC16F84. Con la capacità C16 di 22 pF e la resistenza R29 di 3.3 KΩ lo si costringe a correre alla velocità di circa 3,3 Mhz; Come si vede dallo schema elettrico, sono utilizzate tutte le porte del PIC,come riportato nella tabella a fianco.
La resistenza R30 e la capacità C17 forniscono l'impulso di reset all'accensione del circuito, che avviene con Int chiuso, alimentando l'Integrato regolatore U1. Esso fornisce 9,6 Vdc per l'alimentazione dell'integrato regolatore U2, gli operazionali U3 e U4, i Relè K1 e K2 ed in particolari condizioni, per i fotoaccoppiatori U5, U6, U7, U8 e U10.
La tensione a +5Vc in uscita dal regolatore U2 alimenta il diodo led D3, i transistor Q3, Q4, Q6, Q7 e,

Figura 3 *Impulsi di pre-accensione generati dal PIC per illuminazione diurna con DC=60%*

tramite la induttanza L5, il PIC16F84. Si è ritenuto opportuno utilizzare vari fotoaccoppiatori per ottenere una separazione, seppur parziale, del microprocessore dai collegamenti del circuito interessanti l'accensione dei fari, in cui scorrono correnti elevate ed eventualmente oscillazioni di tensione, potenzialmente pericolose per le porte IN/OUT del PIC.
I fotoaccoppiatori U5, U8 e U10 rilevano il comando di accensione dei fari, U6 ed U7 trasferiscono il segnale PWM dal PIC al gate dei mosfet Q1 e Q2; quest'ultimi sono gli interruttori di potenza che trasferiscono la tensione di alimentazione ai fanali.
Accendendo i fari, si porta tensione a 12 Vdc sui punti J1 e J4; le resistenze R16 e R27 polarizzano in conduzione diretta i diodi dei fotoaccoppiatori bidirezionali U5 e U8, tramite i ponticelli (X-m) e (J-m).
I ponticelli X, Y, K, J vanno messi nella posizione M se le lampade dell'auto sono alimentate tramite il comando sul positivo, hanno cioè un terminale collegato direttamente a massa, diversamente vanno collegati al (+) se le lampade vengono alimentate con un comando sul negativo. In quest'ultimo caso, per comandare i fanali bisogna portare il negativo sui punti J1 e J4.
L'eccitazione dei fotoaccoppiatori U5 ed U8 avviene tramite il +9,6 Vdc, i diodi D6 e D7, ponticelli X-(+) e J-(+), diodi emittenti di U5 e U8, resistenze R16 e R27 ed i terminali J1 e J4 a massa tramite l'interruttore dell'auto. Lo schema elettrico è stato disegnato, con i ponticelli in M perché l'accensione dei fari con l'interruttore sulla linea positiva è la modalità più comune.
Quando i fototransistor di U5 e U8 sono posti in conduzione, portano le porte RB7 e RB0 a livello logico "0". Questo livello "0" è percepito dal software del PIC come il comando di partenza per generare il segnale PWM con il duty-cycle determinato da P1, P2, INTLD.
Il segnale PWM uscente da RB5, giunge contemporaneamente ai fotoaccoppiatori U6 e U7 e porta in conduzione i rispettivi transistor di uscita, che sono rappresentati in due diverse configurazioni.

Figura 4 *Grafici di comparazione fra il notevole transitorio di corrente all'accensione della lampada H4 senza controllo, ed una accensione controllata con DC=97%*

La prima, con l'emettitore sul piedino 4, è quella del fotoaccoppiatore SFH610 che, accoppiato al Mosfet (P) 2SJ334, deve essere utilizzato nel primo caso e cioè per auto con il comando accensione fanali sul positivo, mentre la seconda, cioè emettitore sul piedino 3, è quella del fotoaccoppiatore TLP621 che, accoppiato al Mosfet (N) IRFIZ44N, deve essere utilizzato in caso di comando fanali sul negativo.

La conduzione dei transistor di U6 e U7 (con emettitore a massa tramite il ponticello Y-M) provoca la polarizzazione del gate dei mosfet Q1 e Q2 mediante la

caduta di tensione su R11 ed R15; il piedino 3 viene portato al potenziale di massa, se viene utilizzato l'SFH610, e portato al potenziale di +9,6 Vdc, se viene utilizzato il TLP621. Quando l'alimentazione PWM dei fanali è regolare, su RB2 e RB4 è presente una tensione con livello logico alto che viene ricavata amplificando, tramite U3 ed U4, i piccoli impulsi indotti presenti sui punti a-b di L2 e c-d di L4. I segnali amplificati sono prelevati all'uscita del piedino 6 su R5 ed R10.

I transistor Q3 e Q4, i diodi D4 e D5, i gruppi RC costituiti da R13/C12 ed R20/C13, mantengono su RB4 e RB2 una tensione di circa 4 Vdc, ampiamente riconosciuta dal PIC come livello logico alto. Una interruzione di corrente, lungo la catena di alimentazione dei fari, provoca la caduta a livello logico basso di questa tensione di controllo, che viene elaborata dal PIC per escludere dal circuito la sezione guasta. I Relè K1 e K2 sono comandati dai transistor darlington Q5 e Q8. I jumper P1, P2 e INTLD in posizione di ON, cioè chiusi, tramite i resistori R24, R23 ed R22 applicano un livello basso di tensione alle porte RA0, RA1 ed RA2.

I transistor Q6 e Q7, comandati rispettivamente da RA3 e RB3, alimentano i led rosso e verde del led bicolore a catodo comune, installato sul cruscotto dell'auto.

Il terminale JA, deve essere collegato in parallelo ad un faro abbagliante. Quando lo si accende, si polarizza uno dei due diodi del fotoaccoppiatore U10, il transistor d'uscita conduce ed RA4 va a livello basso, tramite R21: il PIC è avvisato che sono stati accesi gli abbaglianti. Nelle auto che montano lampade biluce vengono spenti contemporaneamente i filamenti anabbaglianti, ma il PIC16F84 sa che, in questo caso, non deve segnalare la presenza di un guasto. Sulle auto con lampade separate è inutile collegare il terminale JA. La vera forza lavoro è costituita dai due mosfet, che sono caratterizzati da una resistenza drain-source (RDS) di basso valore (0.06Ω per il 2SJ334 e 0.02Ω per il IRFIZ44N). Il basso valore di RDS è la particolarità che rende possibile una minima dissipazione di calore del dispositivo. Infatti **PD=RDS * I^2** essendo **I** la corrente fra source e drain. La Potenza media vale: **PDm = RDS * (I * DC)^2**

Fari con lampade tipo H4 o H7 o H1 faranno

Figura 5 *Schema Elettrico*

dissipare per ogni Mosfet, potenze oscillanti fra 0.5W e 1.4 W. Con lampade tipo R2 le potenze varieranno fra 0.3 W e 0.7 W.
Con queste lampade, si potranno utilizzare dissipatori abbastanza contenuti come quelli di figura 10 in cui è raffigurata la foto di un prototipo. Con le lampade H4, H7 e H1 è opportuno invece rinforzare la dissipazione. Io ho utilizzato una squadretta di alluminio opportunamente sagomata, appoggiata sulla parte superiore dei mosfet e fissata con gli stessi dadi di fissaggio.
Se si usa una scatola metallica per alloggiare il circuito,si può utilizzare il contenitore stesso come dissipatore per i mosfet, essendo questi perfettamente isolati.
I mosfet IRFIZ44N hanno invece una RDS di 0.02Ω, quindi i valori di dissipazione vanno ridotti ad 1/3 di quanto calcolato per il 2SJ334.
Le capacità C19, C20, C21 e C22 vanno inserite nel circuito solo se si constata che eventuali armoniche della frequenza di pilotaggio dei fanali (100Hz), creino interferenze con l'autoradio o, peggio, con l'elettronica di bordo. Nel prototipo installato sulla mia Opel Corsa, non sono stati utilizzati.

MONTAGGIO COMPONENTI

La disposizione dei componenti sul circuito stampato è raffigurata in figura 8. L1/L2 ed L3/L4 sono avvolti su un nucleo toroidale di diametro esterno di circa 16mm e interno di circa 10mm. Il toroide possiede una permeabilità magnetica "u" di circa 10.000, ma possono essere utilizzati anche altri toroidi poiché Il carattere impulsivo dei segnali in gioco, li rende sufficientemente immuni dalla saturazione del nucleo.
L1 ed L3 sono in realtà una spira che fissa il toroide al circuito stampato, con l'aiuto di una goccia di collante rapido (figura 9).
L2 ed L4 sono 13 spire realizzate con filo di rame sottile, ma il loro numero può variare in funzione delle caratteristiche del nucleo.
I relè K1-K2 ed i fotoaccoppiatori, sono saldati direttamente sul cs Il PIC16F84 e gli operazionali sono dotati invece di appositi zoccoli.
Non dimenticare di collegare i ponticelli X, Y, K, Z nella posizione M o nella posizione +.
Dopo aver saldato con attenzione tutti i componenti, occorre saldare,nei punti J1, J2, J3, J4 ed eventualmente in JA, dei cavetti di lunghezza adeguata e con diametro interno di 0.6-1mm.
In figura 6 è rappresentato il disegno del circuito stampato lato rame, ed in figura 7 il disegno del lato componenti. Inserito il PIC16F84, opportunamente programmato, e scelto il duty-cycle con i jumper P1 e P2, si può procedere al collaudo del circuito, alimentandolo e collegando in modo volante un paio di lampade con in serie un interruttore. Se non ci sono errori,il circuito funzionerà immediatamente. Il PIC16F84 dapprima effettuerà un test del led bicolore e poi ecciterà i relè K1 e K2, predisponendosi a ricevere il comando di accensione fari. Se invece dopo il test dei led, il PIC si accorge che le lampade sono già collegate, si rifiuta di eccitare K1 e K2 i cui contatti 1-4, in apertura, sarebbero attraversati dalla fortissima corrente di pre-accensione della lampada, con il rischio di subire danni. Il lampeggiare a luce verde del led ci segnala questa situazione.
A questo punto, bisogna spegnere le lampade ed il PIC commuterà K1 e K2 in assenza di carico e resterà in attesa dei comandi.
Chiuso l'interruttore volante, le lampade si illumineranno con controllo alla massima potenza, se INTLD è aperto. Con INTLD chiuso, si abbasserà la potenza radiante in base al DC impostato. Scollegando una lampada il led di controllo segnalerà un guasto con una luce gialla. Sarà a luce rossa se vengono scollegate entrambe. Nel frattempo il PIC isolerà la sezione ritenuta guasta diseccitando K1, K2, o entrambi, ripristinando il circuito originale dei fari.
Questa funzione di sicurezza è sempre ottenibile, disalimentando l'apparecchiatura con il sezionatore Int.
Un prototipo è rappresentato in figura 10.

COLLEGAMENTI SULL'AUTO

Alloggiata stabilmente l'apparecchiatura nel vano motore, si procede sezionando i due fili degli anabbaglianti ed effettuando l'allacciamento dei punti J1, J2 e J3, J4, rispettivamente per il fanale sinistro e destro.
Osservando lo schema elettrico e la foto di figura 10, dovrebbe essere un'operazione abbastanza semplice.
Se l'auto è dotata di lampade biluce, bisogna collegare il filo JA in parallelo ad un faro abbagliante. È necessario quindi procedere a posizionare il led di controllo e l'interruttore INTLD

sul cruscotto, collegandoli al dispositivo con un cavetto a 5 conduttori.
L'alimentazione dell'apparecchio va prelevata da un punto dell'impianto elettrico di bordo, in cui sia presente tensione a 12 Vdc, alla rotazione della chiave di accensione, o all'attivazione delle luci di

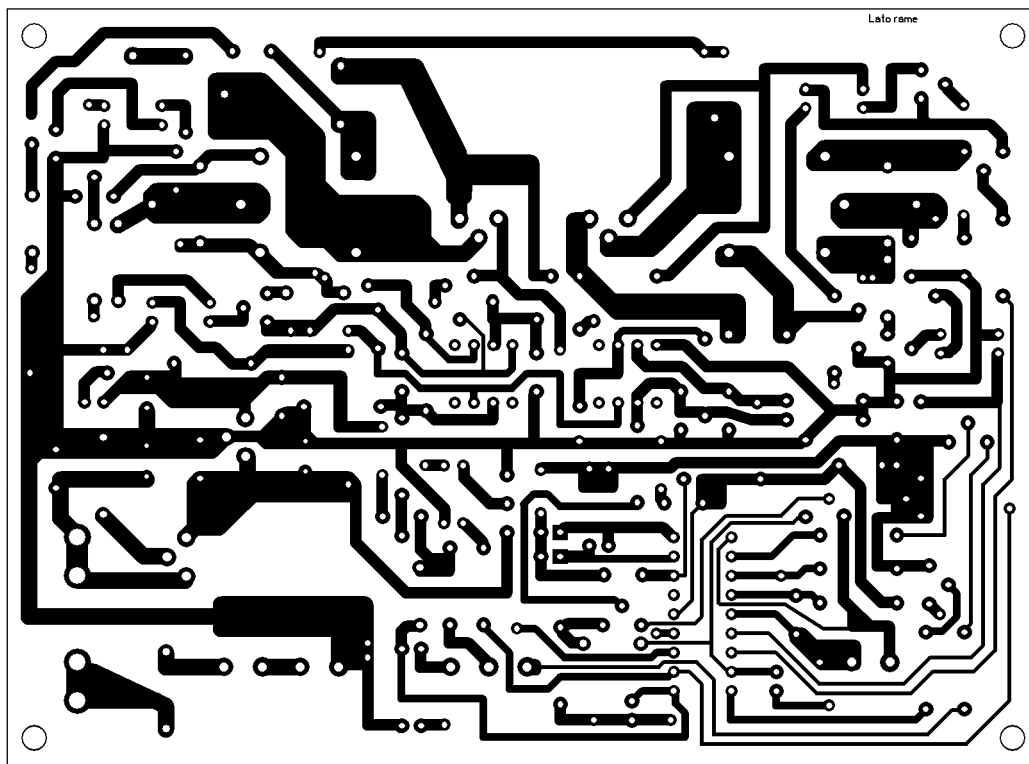



Figura 6 *Circuito stampato in scala 1:1 (lato rame)*

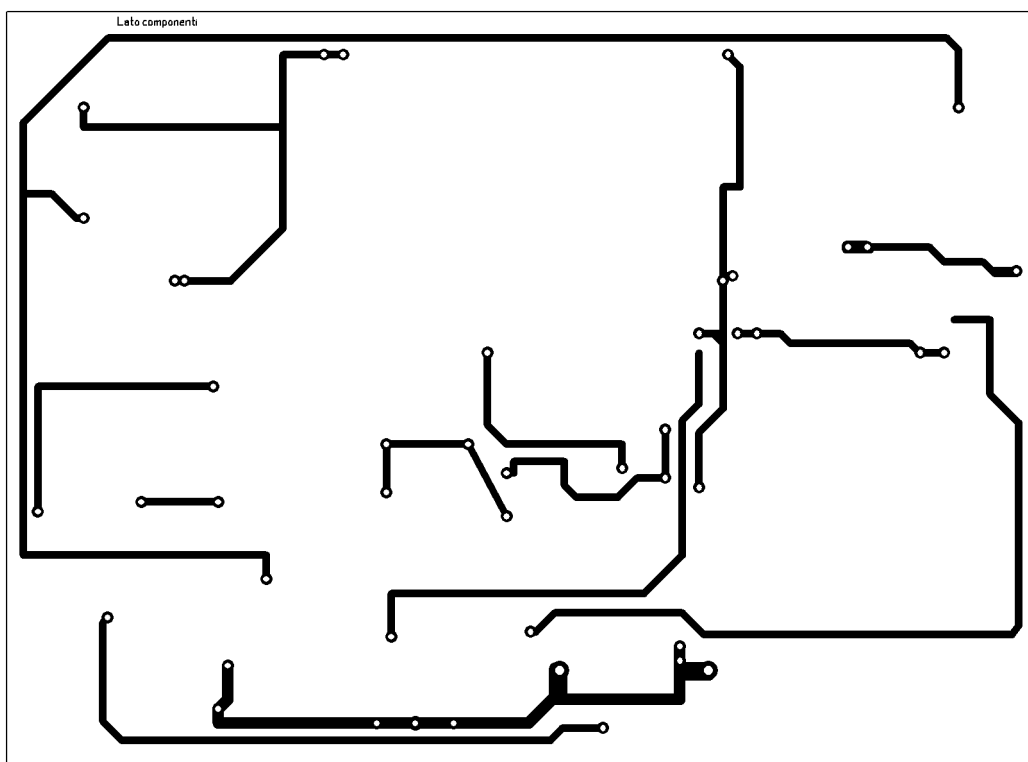



Figura 7 *Circuito stampato in scala 1:1 (lato componenti)*

ELENCO COMPONENTI	
R1, R8, R11, R15, R30, R32, R34	4,7 KΩ 1/4 W
R2, R3, R7, R9	270 KΩ 1/4 W
R4, R6, R22, R31, R33	470 Ω 1/4 W
R5, R10, R17, R18, R19, R21, R23, R24, R25, R36	1 KΩ 1/4 W
R12, R14, R26, R28	10 KΩ 1/4 W
R13, R20	47 KΩ 1/4 W
R29	3.3 KΩ 1/4 W
C1	1000 μF 25 V elettrolitico
C2, C4, C6, C7, C14, C15	0.1 μF 63 V poliestere
C3	470 μF 16 V elettrolitico
C5	100 μF 16 V elettrolitico
C8, C10	10 KpF 63 V poliestere
C9, C11, C18	1 μF 63 V poliestere
C12, C13	10 μF 16 V elettrolitico
C16	22 pF 63 V ceramico
C17	0.47 μF 63 V poliestere
C19, C20, C21, C22	10-100 KpF 63 V poliestere (vedi testo)
L1/L2, L3/L4	(vedi testo)
L5	220 μH 250 mA
Q3, Q4	BC547 o equivalente
Q5, Q8	BC517
Q6, Q7	BC557 o equivalente
U1	LM7809
U2	LM7805
U5, U8, U10	PC814 (Cod. Distrelec: 630281)
U9	PIC16F84
D1, D2, D6, D7, D8, D9, D10	1N4003 o equivalente
D3	Led
D4, D5	1N4148 o equivalente
D11/D12	Led Bicolore R/V a catodo comune
K1, K2	Mini Relè 15A 1 Scambio (Cod.RS: 217-2876)
P1, P2	Jumper
M1, M2	Morsettiere 2-3 poli
INTLD-Int	Interruttori miniaturizzati
F1	Fusibile 0.8 A più portafusibile 5X20
Componenti per fari con comando al +12Vc	
R16, R27, R35	1 KΩ 1/4 W
Q1, Q2	2SJ334 (Cod.RS: 247-8815)
U6, U7	SFH610 (Cod. Distrelec: 631775)
Componenti per fari con comando verso Massa	
R16, R27, R35	560 Ω 1/4 W
Q1, Q2	IRFIZ44N (Cod. RS: 264-0789)
U6, U7	TLP621

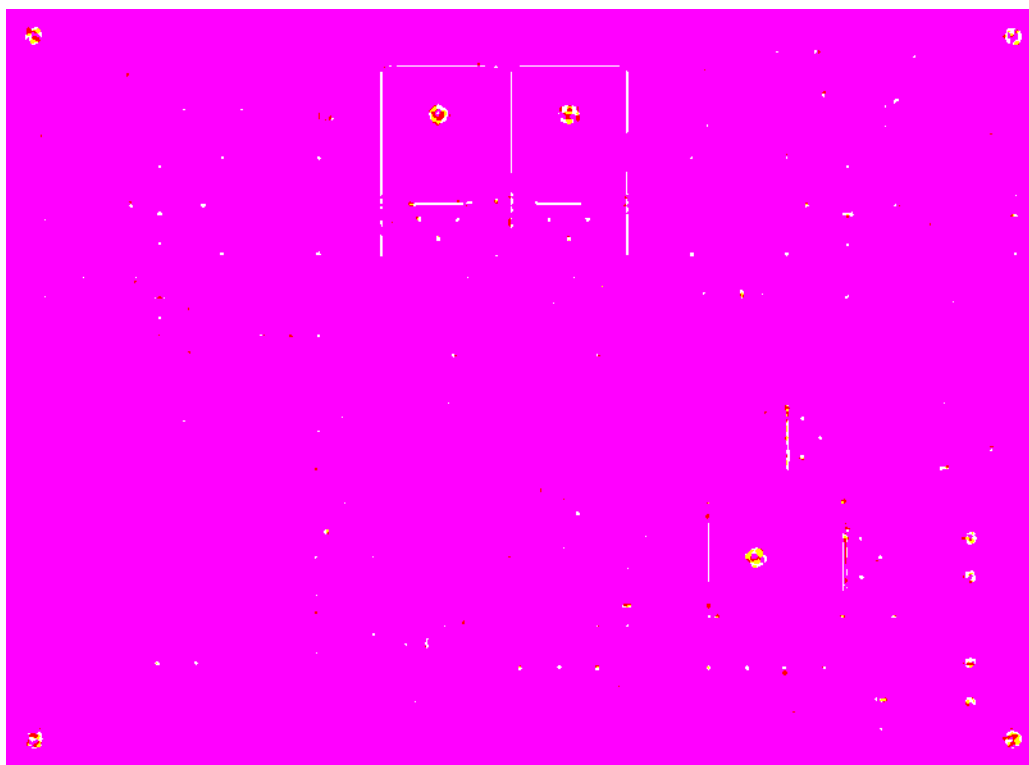



Figura 8 Piano di montaggio

posizione. Io ho preferito quest'ultima soluzione. In questo modo si usa l'apparecchio solo se serve veramente. Infatti, di giorno in città non è obbligatorio accendere i fari.

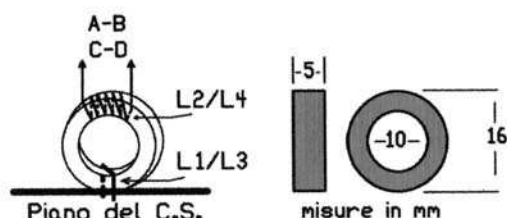



Figura 9 Fissaggio e dimensioni del toroide

Figura 10 Prototipo realizzato con l'indicazione dei collegamenti ai fari

Il software è stato scritto in Basic, compilato e poi inserito nel PIC con un normale programmatore PICSTART. Il sorgente potete scaricarlo dal sito di Fare elettronica ed è ampiamente commentato.
La concezione circuitale utilizzata, non è certo la più semplice fra le varie che ho esaminato, ma è quella che ho ritenuto più sicura.
Come ho già accennato nell'articolo precedente e, come avrete modo di constatare, diminuendo la tensione dei fari, la percezione della loro luminosità non varia con la stessa legge.

CONCLUSIONI

Concludo, segnalando che, da tempo, un prototipo simile a quello descritto gestisce i fari di una Opel Corsa con perfetta efficienza. Se altri vorranno cimentarsi in questa realizzazione,sarò ben lieto di scambiare con loro informazioni e, naturalmente, ricevere consigli.
Si rammenta però, che il codice della strada non prevede, per ora, di ridurre durante le ore diurne la potenza dei fanali. Si declina quindi ogni responsabilità in merito ad implicazioni di carattere legale, che possano eventualmente sorgere in seguito all'installazione ed all'uso di questa apparecchiatura.

Codice MIP 250022

Gli standard di tempo

Una carrellata attraverso i dispositivi standard di tempo e di frequenza, che mette a confronto parametri quali la precisione, la stabilità, i costi.

Procedendo verso un mondo sempre più dominato dalla tecnologia, è in continua crescita la richiesta di precisi e affidabili standard di tempo e di frequenza.
Il mercato mette a disposizione una discreta varietà di dispositivi, che si differenziano per la precisione, la stabilità e il costo.
In questo articolo prenderemo brevemente in considerazione alcuni degli standard di frequenza di prestazioni intermedie e ci soffermeremo più in profondità sugli standard di frequenza atomici, come i dispositivi al cesio, al rubidio, il maser a idrogeno e sui loro derivati indiretti, come il GPS.
In seguito, vedremo il principio che sta dietro il Riferimento Primario di Clock, attualmente in fase di sviluppo, con uno sguardo a cosa il futuro riserva per i dispositivi ad alte prestazioni in termini di frequenza e di misura del tempo.

L'OROLOGIO

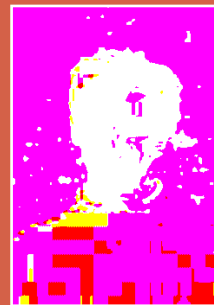
La prima domanda che si impone è: che cos'è un orologio? Possiamo rispondere, in termini elementari, che un orologio (clock) può essere pensato come un risonatore o una sorgente di frequenza associata ad un contatore per tenere traccia del numero di oscillazioni nell'unità di tempo.
Su scala atomica, l'oscillatore potrebbe essere ad esempio l'atomo di *cesio*, l'atomo di *rubidio* o quello di *idrogeno*; il contatore potrebbe essere un dispositivo elettronico veloce.
All'oscillatore ci si riferisce generalmente come lo *standard di frequenza* e le sue oscillazioni sono determinate dalle leggi della Fisica.
Un esempio semplice di risonatore è rappresentato dal cristallo di quarzo di un comune orologio da polso.
Gli oscillatori al quarzo hanno un'ottima stabilità, se si considerano periodi di tempo relativamente brevi, ma la loro frequenza può derivare nel medio periodo. La variazione è dovuta sia a deterioramenti interni, come l'invecchiamento (aging) proprio del dispositivo, sia a fattori esterni, come la temperatura.
È per questo che il nostro orologio necessita periodicamente di essere ricalibrato nei confronti di un riferimento più preciso. In rapporto al prezzo, tuttavia, la precisione del quarzo è senz'altro più che soddisfacente.

GLI OROLOGI ATOMICI

Quando occorre avere un altissimo grado di precisione e di stabilità, ad esempio per scopi scientifici, si impiegano orologi atomici, che sono di gran lunga i più performanti tra quelli esistenti.
Ma come funziona un oscillatore atomico? Innanzi tutto, dobbiamo rassicurare che vi è ben poco di radioattivo in questi dispositivi. L'isotopo del cesio (Cs_{133}) che viene utilizzato nei dispositivi atomici in quantitativo di pochi grammi, è un elemento presente in natura ed è non radioattivo.
Per quanto riguarda invece il rubidio, l'isotopo che viene utilizzato (Rb_{87}) è radioattivo ed ha un tempo di decadimento dell'ordine del miliardo di anni. Tuttavia, la quantità di radiazioni che emette è di intensità talmente debole che non viene neppure rivelata dagli strumenti. Ai fini pratici, è stato classificato come sostanza non radioattiva.

Come funzionano?

Analizziamo il principio di funzionamento di un

e di frequenza

di Agostino Rolando

oscillatore atomico. Lo standard di frequenza atomico si sincronizza sul "salto" quantico degli elettroni tra due livelli energetici dell'atomo in questione (E1 ed E2 in figura 1), quale può essere il cesio, il rubidio o l'idrogeno. L'energia in gioco è pari al prodotto $h \cdot \nu_0$, dove h rappresenta la costante di Planck e ν_0 è la *frequenza di risonanza* atomica.
La frequenza di risonanza è molto precisa. Ad esempio, nel caso del rubidio87, è pari a 6,834682608 Ghz.
In tabella 1 sono riportate le frequenze di risonanza di alcuni degli elementi più utilizzati, comparate con quelle di un pendolo meccanico e di un quarzo da orologio.

Oscillator type	Resonance Frequency (Hz)
Pendulum	1
Quartz Wristwatch	32.768
Hydrogen Maser	1.420.405.752
Rubidium	6.834.682.608
Cesium	9.192.631.770

Tabella 1 *Frequenze di risonanza di diverse sorgenti*

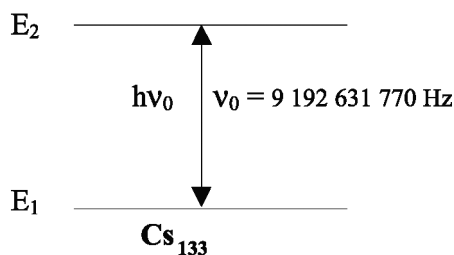



Figura 1 *Livelli energetici del cesio*

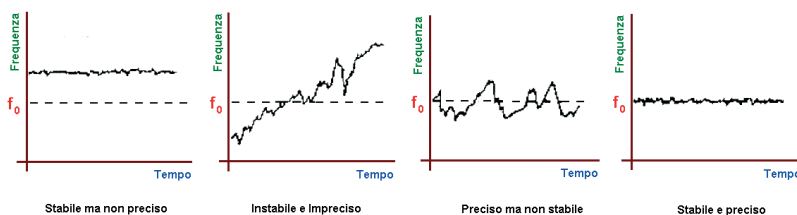



Figura 2 *Grafici comparativi dei parametri di base dei campioni di frequenza: stabilità e precisione*

Il vantaggio di utilizzare la frequenza di risonanza atomica è legato alla sua estrema precisione, determinata dalle costanti fisiche fondamentali che governano le interazioni delle particelle elementari.

TERMINI TECNICI

Per comprendere come gli standard di tempo e di frequenza vengono qualificati e si possono confrontare tra loro, è necessario richiamare alcuni termini tecnici che saranno utilizzati nel seguito.

Stabilità

Un parametro molto frequente, che si adotta in questo campo, è quello di ***stabilità***. Si definisce come la "stima statistica delle fluttuazioni di frequenza di un segnale in un dato intervallo di tempo". Va sottolineato che il termine stabilità non va confuso con la precisione di un segnale, ma indica il suo tasso di cambiamento nel tempo. È proprio la stabilità il metro di qualità di un oscillatore.

Precisione

Un altro termine molto utilizzato è la ***precisione*** (accuracy), che rappresenta di quanto il nostro oscillatore standard si discosta dal valore teorico desiderato di frequenza. È in sostanza l'indicazione di come sia ben tarato l'oscillatore. La precisione è legata al numero di cifre significative con cui si può rappresentare la frequenza; pur essendo un parametro molto importante, non indica tuttavia la qualità intrinseca dell'oscillatore. Infatti, un oscillatore può essere anche molto preciso, ma se non è stabile è di poca utilità.
La figura 2 mostra tutte le possi-

bili combinazioni dei fattori stabilità e precisione. La frequenza f_0 rappresenta il valore teorico con cui si confronta lo standard di frequenza.

Rumore di fase

Spendiamo due parole a proposito del rumore di fase, un parametro piuttosto significativo per uno standard di frequenza.
In un oscillatore, la fase del segnale può subire delle fluttuazioni, rapide e casuali, nel breve termine. Tali fluttuazioni (vedi figure 3a, 3b) sono causate da instabilità e si manifestano nel dominio del tempo come jitter, cioe variazioni casuali del fronte del segnale di clock, a partire dalla posizione nominale di riferimento.
Nel dominio della frequenza il rumore di fase si manifesta come una "spalmatura" più ampia dello spettro del segnale dell'oscillatore.
Se il rumore di fase fosse assente, l'intera potenza del segnale dell'oscillatore sarebbe concentrata alla frequenza f = fo. Invece, la presenza del rumore di fase allarga la figura dello spettro alle frequenze adiacenti, il che si manifesta con la creazione di bande laterali.
Le bande laterali diminuiscono drasticamente alle frequenze poste a ragionevole distanza dalla portante.
In figura 3b la frequenza f_m indica l'offset dalla frequenza centrale.

Il rumore di fase quantifica le fluttuazioni di fase del segnale ed è dato da:

10 Log [0.5 (S(f))]

dove S(f) è la densità spettrale del segnale.

Il parametro si misura in decibel riferiti alla potenza del segnale portante (carrier), quindi in dBc, ed è riferito ad un'ampiezza di banda in Hz. Nei data sheet vengono comunemente riportati valori di rumore di fase riferiti a 100Hz, 100 Khz, ecc. I valori tipici per un buon oscillatore vanno da –140dBc a –130dBc.

Deviazione di Allan

La deviazione di Allan è un parametro statistico utilizzato per valutare la stabilità di un oscillatore. La formula per calcolarla è la seguente:

$$\sigma_y(\tau) = \sqrt{\frac{1}{2(M-1)} \sum_{i=1}^{M-1} (y_{i+1} - y_i)^2}$$

dove y_i è un insieme di misurazioni di frequenza, offset rispetto a quella nominale (y_1, y_2, y_3, ecc.), M è il numero totale di valori misurati e τ rappresenta il tempo su cui si media il segnale.
La deviazione si può anche definire:

$$\sigma_y(\tau) = \sqrt{\frac{1}{2(N-2)\,\tau^2} \sum_{i=1}^{N-2} [X_{i+2} - 2x_{i+1} + x_i]^2}$$

dove x_i è una serie di misurazioni della fase (x_1, x_2, x_3, ecc.) e N è il numero di valori della serie x_i.

Un grafico di esempio della Deviazione di Allan è riportato in figura 4. Da qui si può notare come la stabilità del dispositivo migliori al passare del tempo, dal momento che alcune cause di disturbo vengono ridotte con il procedere della media temporale.
Da un certo punto in avanti, tuttavia, un'ulteriore processamento non migliora il risultato, come possiamo vedere dal grafico, che infatti

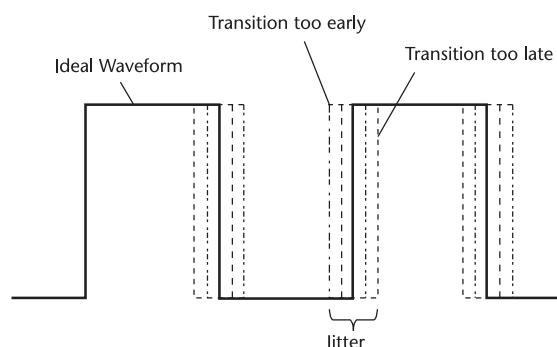



Figura 3a Rumore di fase

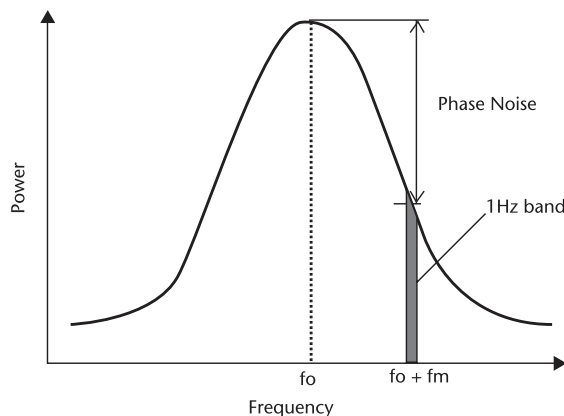



Figura 3b Spettro di potenza dell'oscillatore

V edizione

L'UNICO EVENTO ITALIANO DEDICATO AL MONDO DELLA COMUNICAZIONE TRA MACCHINE

I TEMI PRINCIPALI:

- **Wireless Modules**: i nuovi moduli e terminali embedded GSM/GPRS e le soluzioni integrate pensate per i mercati automotive e telemetry
- **Terminali standard e specializzati**: saranno presentati i nuovi PDA con connessioni GSM/GPRS, Bluetooth e i terminali WIRELESS specializzati
- **Telecontrollo e telemetria**: tutte le soluzioni hardware e software pronte per essere personalizzate sulle specifiche esigenze del cliente finale (public utilities, consorzi, enti locali)
- **Sicurezza e Home Automation**: soluzioni verticali per il mercato della sicurezza veicolare, domestica, personale e per la gestione remota delle abitazioni

25 Maggio 2006

Crowne Plaza Milan Linate
Via K.Adenauer, 3
San Donato Milanese
20097 - Milano

organizzato da:

SPECIALE

INTEGRAZIONE DELLE SOLUZIONI RF-ID NELLE APPLICAZIONI M2M

NOVITA'

IL PRIMO EVENTO ITALIANO DEDICATO AI SENSORI INTELLIGENTI

In contemporanea:

forum 2006

INGRESSO GRATUITO RISERVATO AGLI OPERATORI DEL SETTORE

www.m2mforum.com

Codice MIP 250035

riprende a salire. Questo valore viene detto “noise floor” e identifica la situazione in cui il successivo incremento del grafico dipende da processi non stazionari, come l’invecchiamento (aging).
Nel grafico, il “noise floor” del dispositivo è di circa 5 parti in 10^{-11}, a $\tau = 100$ s.

La Deviazione di Allan viene utilizzata spesso come parametro indicativo per qualificare gli oscillatori.
Il suo grafico si può interpretare anche allo scopo di quantificare il tempo medio che il dispositivo necessita per rimuovere le iniziali fonti di instabilità.
La figura 5 mette a confronto le Deviazioni di Allan di alcune delle tipologie più importanti di oscillatori. La legenda a destra riporta: TCXO (Temperature Controlled Crystal Oscillator), PHM (Passive Hydrogen Maser), AHM (Active Hydrogen Maser), GPS-DO (GPS Disciplined Oscillator),OCXO (Oven Controlled Crystal Oscillator),Cs (Cesium),Cs+ (Primary Cesium).

RIFERIMENTI VIA RADIO

I ricevitori cosiddetti “LF o VLF-Tracking” sono indicati per applicazioni a copertura nazionale e funzionano a basse frequenze, nelle gamme Low Frequency e Very Low Frequency. Il raggio di azione è di circa 2500 Km.
Questi ricevitori sono strumenti compatti e leggeri e forniscono un’uscita in fase con un segnale di frequenza campione inviato via radio. Negli USA, ad esempio, l’Istituto Nazionale di Standard e Tecnologia (NIST), con sede in Colorado, trasmette un segnale sui 60 Khz. Disponendo di un ricevitore adeguato, si può tarare la frequenza e la fase di un oscillatore nei confronti di questo segnale. La tecnica è a disposizione fin dai primi anni ’60. Molti di tali dispositivi costituiscono un buon compromesso tra prezzo e prestazioni e supportano diverse applicazioni di frequenza e misure di tempo, evitando le costose spese di acquisto e manutenzione tipiche degli oscillatori atomici.
I segnali trasmessi via radio sono riferiti ad una fonte di riferimento primaria. Nel Regno Unito il servizio primario viene irradiato da Droitwich, con piena copertura da parte dei trasmettitori di Aberdeeen e Westerglen a 198 KHz. La trasmissione Inter francese sui 162 KHz fornisce un riferimento al cesio. In Italia l’Istituto Elettrotecnico Nazionale (IEN) Galileo Ferraris di Torino si occupa della manutenzione della scala di tempo di riferimento nazionale UTC a partire da un insieme di orologi commerciali al cesio e mette a disposizione il campione nazionale di tempo e frequenza mediante segnali orari codificati irradiati attraverso i canali della Rai.

OSCILLATORI AL QUARZO

Gli oscillatori al quarzo sono tra i più popolari componenti elettronici in uso oggigiorno e sono secondi soltanto alle sorgenti atomiche, che tratteremo nel seguito, le quali sono le sorgenti di frequenza più stabili esistenti. Molti sistemi elettronici complessi, tipicamente le schede a microprocessore, si basano su oscillatori al quarzo.
Più di un miliardo di questi dispositivi vengono prodotti annualmente, destinati a un’estrema varietà di applicazioni.

Un po’ di storia

L’impulso all’invenzione degli odierni oscillatori ad alta precisione si può far risalire direttamen-

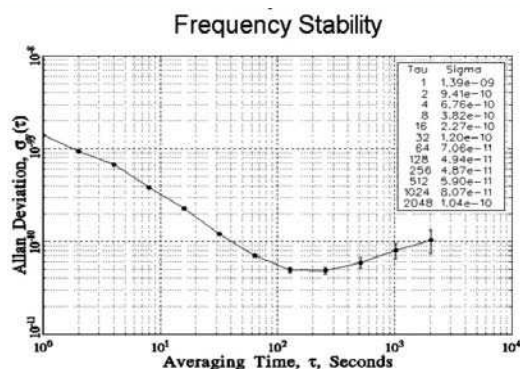



Figura 4 Grafico della Deviazione di Allan

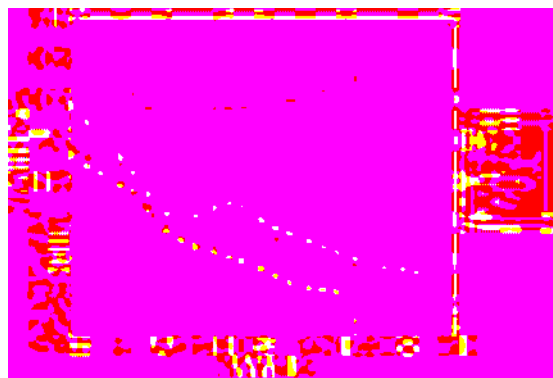



Figura 5 Confronto tra Deviazioni di Allan di differenti dispositivi

A-D Converter ad alta risoluzione

Figura 6 Dispositivi a quarzo

Figura 7 Modello Sulzer 2.5C, oscillatore a quarzo di alta qualità a doppio-oven, frequenza di uscita 2.5 MHz (1960)

te al lavoro svolto presso i laboratori Bell nei primi anni 1950 da Warner.
In seguito all'invenzione del transistor, dovuta a Shockley, Brattain e Bardeen, i primi standard di frequenza basati su una tecnologia tutta a transistor furono costruiti dai Laboratori Sulzer (Maryland,USA) nel 1958. In figura 7 vediamo un esemplare di OCXO tutt'ora funzionante.

Funzionamento

Il risonatore a cristallo, che costituisce il nucleo dell'oscillatore a quarzo, sfrutta l'effetto piezoelettrico, in base al quale, in seguito all'applicazione di un segnale elettrico, il quarzo risuona e viceversa.
Fino a che il segnale viene mantenuto, il quarzo continua ad oscillare ad una frequenza determinata della forma, dalle dimensioni e dal taglio del cristallo.
Negli ultimi 50 anni si sono avuti enormi miglioramenti nelle prestazioni di questi dispositivi, dovuti ai progressi nel progetto e nella costruzione di risonatori a quarzo sempre più efficienti.

Categorie

Gli oscillatori a quarzo si suddividono in differenti tipologie: dai semplici oscillatori non compensati (XO), a quelli compensati in temperatura (TCXO), a quelli compensati mediante microcontrollore (MCXO), a quelli compensati in tensione (VCXO), a quelli che invece contengono un termostato (oven o double-oven), detti OCXO.
Ognuna di queste categorie presenta aspetti positivi e caratteristiche negative, soprattutto in termini di rapporto prestazioni / prezzo. Per una data applicazione, l'oscillatore ottimale non è necessariamente il più costoso; i fattori da tenere in considerazione per la scelta del dispositivo sono molteplici: la frequenza di funzionamento, la precisione, la deriva, la deviazione di fase, il rumore di fase, il tempo di warm-up e, naturalmente, il prezzo.

Costi

Il costo di un oscillatore a quarzo varia notevolmente, se si parte dal semplice XO fino al molto più preciso e stabile OCXO. La differenza di prezzo risiede principalmente nelle tecniche di controllo della temperatura.

IL GLOBAL POSITIONING SYSTEM (GPS)

Il GPS, di proprietà del Dipartimento della Difesa Statunitense, è stato ideato soprattutto come sistema di ausilio al posizionamento e alla navigazione. Tuttavia, in base al metodo con cui viene calcolata la posizione, è anche possibile ricavare da esso un preciso segnale di temporizzazione. Ci riferiamo al segnale PPS (Pulse Per Second) che in certi ricevitori GPS è disponibile a connettore-utente.
La costellazione GPS consiste in un insieme di 24 satelliti operativi. Ciascun satellite può portare a bordo fino a tre oscillatori atomici al rubidio. Il sistema GPS e la sua controparte russa Glonass sono entrambi estremamente raffinati, dovendo fare i conti con le equazioni della Relatività Generale di Einstein, di cui una spiegazione approfondita esula dagli scopi di questo articolo. Vediamo invece l'utilizzo del GPS come riferimento di tempo e di frequenza.
La portante GPS opera su due bande distinte:

Figura 8 Satelliti GPS

L1, a 1575,42 Mhz (che corrisponde a 10,23 Mhz * 154) ed L2, a 1227,60 Mhz (10,23 Mhz * 120). Abbiamo evidenziato la frequenza di 10,23 Mhz perché essa è quella fornibile da un oscillatore al cesio.
La banda L1 impiega la codifica a disposizione per usi civili, dal momento che possiede sia la modulazione P-Code (Precise Code) che la modulazione C/A (Clear/Acquisition). La banda L2 invece ha solo la modulazione P-Code. Questa è disponibile solo agli utenti privilegiati dal Dipartimento della Difesa Usa.

Selective availability

La piena precisione del GPS fino a pochi anni fa era negata alla comunità di Metrologia del Tempo (e a tutti gli altri utenti non autorizzati) per mezzo dell'introduzione di un rumore artificiale pseudo-random nella portante di segnale. Un utente interessato all'acquisizione di una precisa frequenza o di un riferimento temporale dal GPS, avrebbe dovuto accettare una certa degradazione della stabilità.
Nel maggio del 2000, la Selective Availability fu eliminata, cioè fu spento il fattore di disturbo artificiale del GPS.
In figura 9, che rappresenta un plottato dello scarto di fase del segnale GPS nei confronti di un riferimento a maser, possiamo notare l'evidente miglioramento nei valori nell'istante corrispondente al centro del grafico (in ascisse è riportato il tempo standard UTC, Universal Time Coordinated).

Figura 9 *Riduzione dell'errore di timing nel GPS*

Oscillatori gps-do

Un oscillatore asservito al sistema GPS viene denominato GPS-DO (cioè GPS-Disciplined Oscillator). In origine, questo dispositivo fu pensato come tentativo per scavalcare il disturbo artificiale nel breve-medio termine, attraverso l'asservimento di un oscillatore al quarzo o al rubidio al segnale GPS. Combinando questo oscillatore stabile con un buon algoritmo di asservimento al GPS, gli effetti degli errori indotti possono essere significativamente ridotti.
Nel breve termine (meno di 50 secondi), la stabilità di un GPS-DO è quasi del tutto determinata dalla qualità dell'oscillatore locale asservito mentre, nel lungo termine (superiore alle 24 ore), è determinata dal segnale GPS (di solito 1 parte in 10^{-13} su media giornaliera).
L'impiego dei GPS-DO come riferimenti di frequenza e di tempo stabili e precisi offre significativi vantaggi rispetto agli oscillatori atomici free-running, come il rubidio o il cesio. Infatti, il sistema GPS fa riferimento all'Osservatorio Navale degli USA (USNO), sicchè un GPD-DO non richiede una calibrazione periodica, al contrario dei dispositivi free-running. Gli apparati sono leggeri e facilmente trasportabili, permettendone l'impiego ovunque nel mondo, cosa che sarebbe impensabile per un cesio di alta qualità o per un maser a idrogeno.
Un semplice GPS-DO al quarzo può costare, indicativamente, meno di 5000 dollari.

Figura 10 Pannello frontale del GPS-DO Datum System 2000

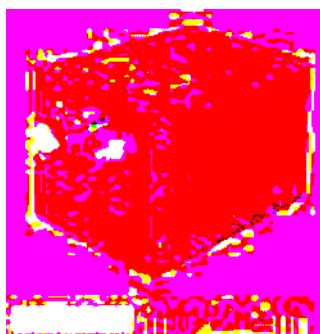



Figura 11 Oscillatore al rubidio Accubeat AR-62 A

GLI STANDARD ATOMICI DI FREQUENZA: 1. IL RUBIDIO

Il rubidio è un metallo alcalino, piuttosto raro, scoperto nel 1861. Deve il nome al colore rosso della sua riga spettroscopica principale. Il primo dispositivo al rubidio fu realizzato a seguito degli studi di Carpenter e Arditi. I primi dispositivi commerciali furono immessi sul mercato grazie al lavoro di Packard e Schwartz. A differenza di molte delle ricerche compiute sugli standard di frequenza all'epoca, l'oscillatore al rubidio si presentava come un obiettivo molto promettente nell'agenda della Ricerca. Si comprese presto che un dispositivo di tal genere avrebbe fornito una stabilità a breve termine estremamente elevata, avendo nel contempo esigue dimensioni fisiche e limitati costi realizzativi. Nel 1964 Davidovits portò a frutto le ricerche compiute con la costruzione del primo esemplare operativo di standard di frequenza al rubidio.
Zepler e altri, della Plessey Semiconductor (UK), diedero poi un contributo significativo per trasformare il rubidio in una piccola e compatta unità trasportabile.
Lo standard di frequenza al rubidio, come il suo più costoso cugino maser a idrogeno, può operare in modalità *passiva* o *attiva*. Lo standard passivo si è dimostrato più utile nella pratica, dal momento che può essere realizzato in dimensioni più contenute, pur mantenendo un'eccellente stabilità in frequenza. Le applicazioni per un tale dispositivo abbondano nelle Telecomunicazioni, in campo Spaziale e nella Navigazione. Già le prime missioni Apollo, ad esempio, disponevano di un rubidio modello FRK della Ball Efratom Corporation a bordo.

Struttura interna

L'oscillatore (figura 12) si può schematizzare sostanzialmente con una cella (Rb-Cell), contenente al suo interno una piccola quantità di rubidio$_{87}$ in stato di vapore, la quale viene posta entro una cavità a microonde. La cavità è rivestita da un avvolgimento che consente di applicarvi un campo elettromagnetico a radiofrequenza. La cella viene illuminata per mezzo di una cosiddetta "lampada al rubidio" (Rb-Lamp), che viene stimolata per mezzo non di un filamento, ma una bobina avvolta intorno ad essa.
Dal lato opposto è presente anche un fotodetector, che ha lo scopo di rilevare la radiazione della lampada che riesce ad attraversare la cella (figura 12a).

Funzionamento

Il lavoro principale del dispositivo è quello di applicare un campo di eccitazione a radiofre-

Sistemi professionali GPS/GSM
SERVIZIO WEB GRATUITO
NOVITA'
Tutti i prezzi si intendono
IVA inclusa
Codice MIP 250041

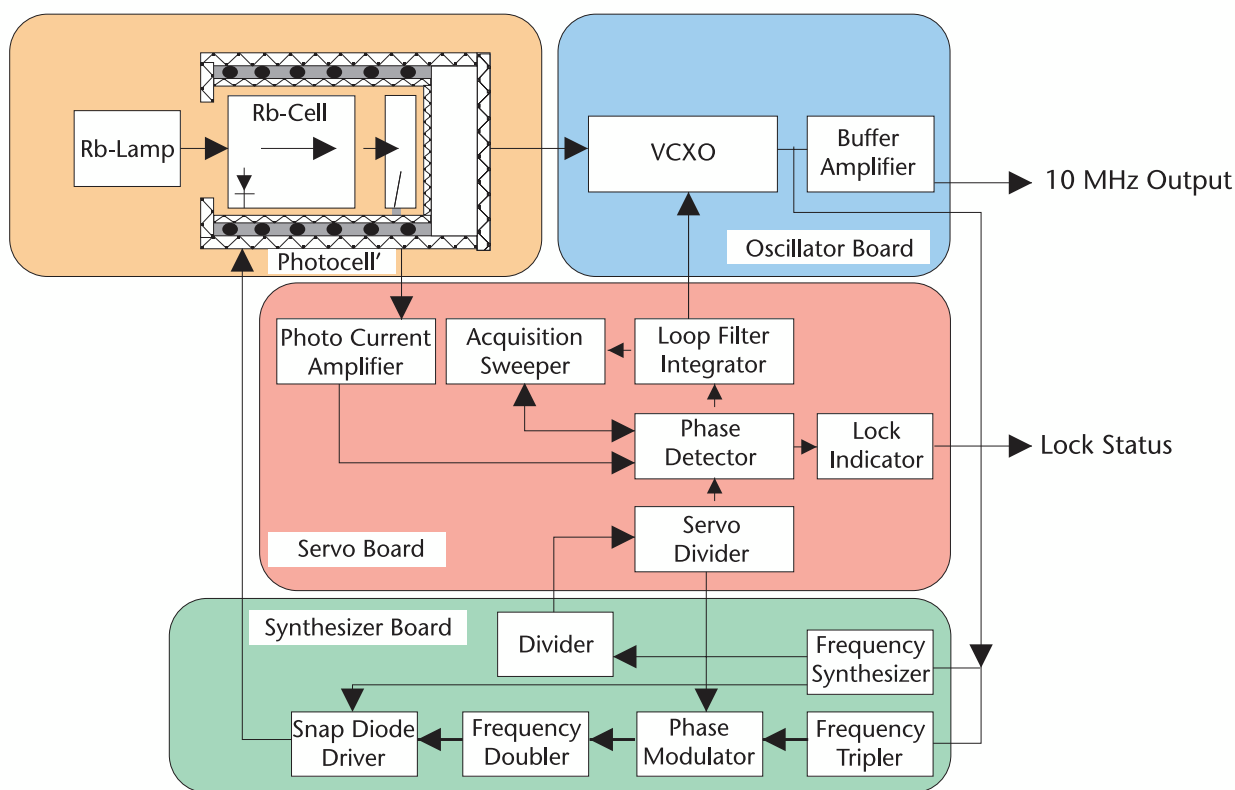



Figura 12 *Schema a blocchi di un oscillatore al rubidio*

quenza che sia fasato con la frequenza di risonanza degli atomi di rubidio$_{87}$ (pari a 6,8.. Ghz). La risonanza si verifica in corrispondenza del "salto quantico" degli elettroni tra i livelli energetici E2 ed E1 dell'atomo di rubidio. Gli elettroni vengono, per così dire, "eccitati" e poi "rilasciati" tra i due livelli. Nel passaggio dallo stato di eccitazione a quello di riferimento, gli elettroni hanno tutti la stessa *fase* e questo fenomeno spiega l'eccezionale stabilità del segnale.
Insieme alla cella atomica, nell'oscillatore si impiega un VCXO, che ha lo scopo di agganciarsi su una frequenza sottomultipla di quella atomica (ad esempio 5 o 10 Mhz). Il segnale del VCXO viene quindi bufferato e riportato in uscita, conservando la stabilità atomica.
Per consentire l'aggancio di fase del VCXO, in modo da chiudere il loop di retroazione, entra in gioco il fotodetector, con un meccanismo di *Light-dip*: quando si raggiunge la risonanza, il fotodetector riceve una radiazione di intensità molto ridotta (fino allo 0.1 %) poiché, in questa situazione, la maggior parte dell'energia luminosa della lampada viene assorbita dalla cella.
Con questo meccanismo si regola il feedback che consente al sistema di rimanere agganciato sulla frequenza di risonanza atomica.

Precisione

La precisione dell'oscillatore al rubidio è comparabile con quella dello standard al cesio, ma con una vita operativa che è di circa cinque volte superiore.
I valori di precisione ottenibili nel breve termine sono dell'ordine di alcune parti in 10^{-11}; inoltre, il costo di manutenzione (tipicamente la sostituzione della Rb-Lamp) è inferiore ai 50 dollari. In più, la stabilità dell'oscillatore al rubidio su un intervallo di tempo breve (centi-

Figura 12a *Interno dell'oscillatore*

naia di secondi) è migliore del cesio. Quest'ultimo è più stabile nel lungo periodo (da ore ad anni).

Rumore di fase

Il rumore di fase di un buon oscillatore al rubidio si aggira sui –140 dBc / Hz a 10 Khz dalla portante, pari a quello del noto oscillatore atomico al cesio HP5071.

Manutenzione

Vi sono alcune controindicazioni e aspetti da tenere in conto nell'utilizzo del rubidio come riferimento di frequenza. Questi dispositivi hanno un punto debole nella limitata durata della "lampada", che nei primi modelli andava sostituita ogni 7-10 anni (oggi si arriva anche a 20 anni), sebbene il cesio sia affetto da un degrado superiore della propria cella, mentre il maser a idrogeno funziona in maniera differente e non ha questo inconveniente.
Per uno standard di frequenza, è necessaria una periodica ricalibrazione, dopo un certo periodo di funzionamento. Questo evento viene identificato con il parametro detto *reproducability*.
La stabilità del rubidio nei confronti della temperatura è inferiore a quella sia del cesio che del H-maser, per cui il rubidio necessita di essere periodicamente risincronizzato verso una sorgente primaria più stabile (come il GPS o il Glonass) per poter mantenere la stabilità a lungo termine di un cesio.
Inoltre, per via del fenomeno di invecchiamento del dispositivo (aging), occorre periodicamente (circa una volta all'anno) ritoccare la frequenza, per mezzo di un'apposita regolazione a trimmer multigiri.

Costi

Il costo di un oscillatore al rubidio è significativamente più basso di quello di un riferimento al cesio e varia sensibilmente a seconda del range di temperatura operativa, in quanto è preponderante il costo della circuiteria che si occupa di termostatare il dispositivo. A seconda che l'oscillatore sia commerciale o militare, il costo si aggira dai 2000 ai 5000 dollari.

Campi di applicazione

Per le sue ridotte dimensioni, il peso contenuto e la bassa sensibilità ai parametri ambientali, lo standard di frequenza al rubidio è ideale per le applicazioni mobili.
Gli oscillatori atomici al rubidio continueranno ad essere installati nelle prossime generazioni di satelliti GPS.
Uno dei parametri significativi di questo dispositivo è il tempo di *warm-up*, in cui l'oscillatore richiede un picco di corrente notevole dall'alimentazione.
Il rubidio è estremamente rapido nel raggiungere le performance operative, arrivando a 5 parti in 10 alla -10 dopo i primi 5 minuti di accensione.
L'oscillatore "disciplinato" al GPS (GPS Disciplined Oscillator), che asserve un oscillatore al rubidio al segnale GPS, è destinato a divenire predominante, in quanto è sostenuto da un riferimento al cesio operante nelle stazioni-base.
La tecnica a "disciplined oscillator" consente di coniugare la superiore stabilità a breve termine del rubidio con la precisione a lungo termine del sistema GPS, eliminando nel contempo il caratteristico fenomeno della deriva di precisio-

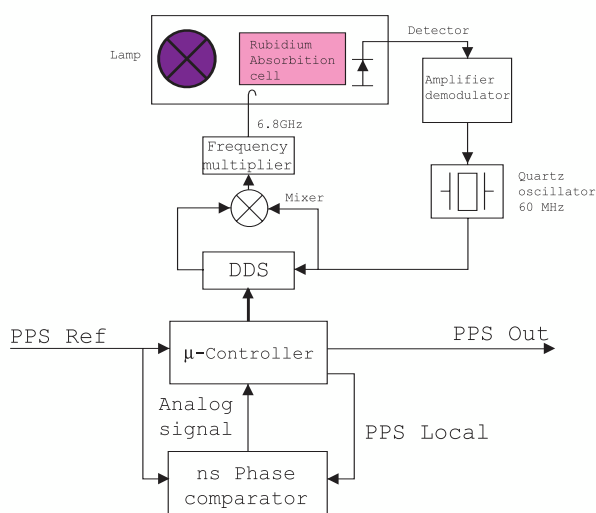



Figura 13a Schema a blocchi di un rubidio GPS-DO

Figura 13b Rubidio GPS-DO miniaturizzato

ne in frequenza dovuta all'invecchiamento del dispositivo atomico. Questo dà al GPS-DO una precisione tipica del cesio ad un quinto del suo costo. Il sistema GPS-DO mette anche a disposizione il riferimento globale di tempo del GPS (PPS). Il futuro, per questi dispositivi, sembra essere molto promettente.
Ultimamente, sul mercato si sono affacciati diversi produttori con nuovi modelli, sempre più compatti, che integrano un microcontrollore nella catena di regolazione (un esempio è riportato nelle figure 13a e 13b).
Per poter funzionare correttamente, è sufficiente collegare il GPS-DO ad un modulo di ricezione GPS che disponga a connettore del segnale PPS.
La sincronizzazione tra i due "mondi" (sistema GPS e oscillatore locale) viene effettuata dal microcontrollore.

2. IL CESIO

Come per il Rubidio, anche il nucleo di un oscillatore al cesio è costituito da un risonatore atomico. Similmente, il suo funzionamento si basa sulla transizione di elettroni tra due livelli energetici E2 ed E1 (come in figura 1) dell'isotopo Cs_{133}.

Il sistema fa transitare un fascio di atomi di cesio in una cavità risonante a microonde. Si ottiene un segnale che è massimo quando la frequenza di eccitazione della cavità uguaglia la frequenza di risonanza degli atomi. Per ottenere un preciso aggancio di fase si utilizza una tecnica di modulazione di frequenza o di fase, con un feedback regolato nell'intorno della risonanza dello stimolo a microonde.
In figura 15 è riportato un plottato del caratteristico picco di risonanza del $cesio_{133}$:
Il vantaggio principale dello standard al cesio è rappresentato dalla sua altissima precisione. Tuttavia, la stabilità nel breve termine dei dispositivi commerciali è piuttosto povera, soprattutto se comparata al maser a idrogeno.
Vi sono due tipi di dispositivi al cesio, il modello *standard* e quello ad *alte prestazioni*. Essi differiscono significativamente in quanto a precisione, stabilità e quindi costo.
I primi lavori che portarono allo sviluppo di questo standard di frequenza furono portati avanti dal National Institute of Standards and Technology (NIST, USA), con la costruzione di un prototipo nel 1955.
A partire dal 1958 si resero disponibili i primi apparati commerciali. Questo portò anche alla ridefinizione del minuto secondo nel Sistema Internazionale di misura (SI), come "la durata di 9.192631770 periodi della radiazione corrispondente alla transizione tra i due livelli iperfini dello stato di riferimento dell'atomo di $cesio_{133}$".
Gli standard di frequenza odierni da laboratorio sono costruiti allo scopo di riprodurre il minuto secondo con la massima precisione possibile, pertanto sono veri e propri standard primari. Nè il rubidio, nè il maser a idrogeno sono capaci di ciò, indipendentemente dalle loro prestazioni in altre aree. Attualmente, la miglior precisione di un cesio primario è di circa da 1 a 2 parti in 10 alla –14.
Gli standard di frequenza al cesio sono importanti laddove siano richiesti alta precisione, riproducibilità e drift estremamente ridotto. È anche importante considerare che vi è una

Figura 14 Oscillatore al cesio modello Symmetricom 4415

Figura 15 Diagramma di risonanza del cesio133

Motori CC
STEPPER
Display LCD
Trasforma la tua musica
in digitale !!!
Componenti per Robot
OFFERTA!!
LED
Codice MIP 250045

grande differenza tra gli standard primari al cesio da un milione di dollari e quelli disponibili commercialmente. Le unità di tipo commerciale hanno, ad esempio, una precisione di due ordini di grandezza inferiore.

Cesio o Rubidio?

Lo standard al cesio è molto più costoso di quello al rubidio, ha un ingombro maggiore e un peso non indifferente (oltre i 25 Kg). L'affidabilità del cesio, inoltre, dipende dalla durata del tubo, che è relativamente modesta. Miglioramenti tecnologici nelle prestazioni del tubo hanno portato ad un'ulteriore riduzione nella vita media dello stesso. Questo rappresenta un notevole inconveniente poiché il tubo va sostituito ogni 3-7 anni, ad un costo di oltre 35.000 dollari.
Nonostante ciò, il cesio mantiene saldamente un ruolo molto importante nella comunità metrologica mondiale, con oltre l'80 per cento degli oscillatori impiegati nella determinazione del cosiddetto Tempo Universale (Coordinated Universal Time, UTC), che è lo standard ufficialmente adottato per tutti i riferimenti di tempo e frequenza. L'UTC è generato dall'Istituto Internazionale di Pesi e Misure francese e i vari centri metrologici sparsi nel mondo riferiscono le proprie scale ad esso.

Cesio o maser?

Ritornando al cesio, la sua ampia diffusione è dovuta in gran parte al suo più basso drift di frequenza nel lungo termine, rispetto al maser a idrogeno. Non è invece raccomandato per quelle applicazioni che richiedono un'ottima stabilità a breve termine, come per l'Interferometria in campo astronomico, dove il maser è invece indispensabile.
Recenti sviluppi hanno portato ad uno standard al cesio che opera sul principio della "optical pumping", che ha portato un nuovo dispositivo di standard primario, denominato NIST 7, in funzione al NIST americano, che vanta prestazioni molto migliori, in grado di superare i riferimenti al rubidio-GPS.

3. IL MASER A IDROGENO

L'effetto maser fu teorizzato da Townes, Basov e Prokhov nel 1955.
Il processo di amplificazione nel maser fu messo a punto nel 1955 da J.Gordon, H.Zeiger e C.Townes, ottenendo l'amplificazione di radiazione nel campo delle microonde. Questa regione dello spettro è la più adatta, in quanto è più alta la probabilità di diseccitazione stimolata degli atomi di idrogeno.
Il processo prende il nome di MASER, da Microwawe Amplification through Stimulated Emission of Radiation.
Il primo maser a idrogeno fu frutto dell'ingegno di Ramsey il quale, nel 1960, riuscì a realizzare un modello operativo nei laboratori dell'Università di Harvard.
Lo studioso Kleppner si rese conto che il maser a idrogeno avrebbe fornito un segnale di frequenza estremamente stabile; da qui l'idea di utilizzarlo come standard primario di frequenza.

Una caratteristica molto importante degli *amplificatori a maser* è l'assenza quasi completa di rumore, e ciò li rende utilissimi nelle ricerche di radioastronomia dello Spazio Profondo e nelle comunicazioni con i satelliti artificiali.
Inoltre, mediante l'applicazione di un campo elettrico disomogeneo, si riesce ad isolare una quantità di elettroni nello stato eccitato sufficientemene elevata da produrre un'amplificazione che compensa le perdite e costituire quindi un *oscillatore a maser*.
La frequenza della transizione iperfine, dovuta al salto quantico tra il livello di eccitazione e quello fondamentale dell'atomo di idrogeno è stata misurata con una precisione dell'ordine di una parte in 10 alla –12 ed è pari a 1.420405752 Ghz.
La principale differenza tra il maser a idrogeno e

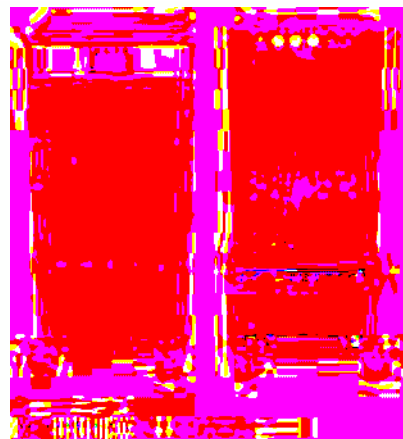



Figura 16 *H-maser attivo, modello Symmetricom MHM 2010*

gli altri tipi di oscillatori atomici è che non vi è un'osservazione diretta delle modifiche di stato che intervengono nelle popolazioni degli atomi di idrogeno.
Il principio-base di funzionamento del maser sta nel fatto che l'accoppiamento forte che esiste tra gli atomi di idrogeno e il campo a microonde presente nella cavità risonante rende molto semplice monitorare la transizione iperfine degli atomi mediante amplificazione del campo a microonde a seguito di stimolazione dell'emissione di radiazione (schema a blocchi in figura 17).

Se l'amplificazione è sufficientemente intensa rispetto alle perdite, l'oscillazione si autosostiene. Il maser a idrogeno può essere utilizzato sia in modalità attiva, come *oscillatore*, sia in modalità passiva, come *amplificatore*.
Il principio di funzionamento del maser attivo si basa su un oscillatore a quarzo da 5 Mhz, agganciato in fase con la transizione iperfine dell'atomo di idrogeno. Il segnale generato dall'atomo risonante di idrogeno viene prelevato per mezzo di un'antenna, posta nella cavità risonante, e accoppiato ad un'unità di sincronizzazione, che è preposta ad accordare la fase del segnale a 5 Mhz dell'oscillatore a quarzo con la fase del segnale atomico, producendo un segnale a 5 Mhz o 100 Mhz sinusoidale e spettralmente puro.
Il *maser attivo* a idrogeno (AHM) fornisce la migliore stabilità in frequenza tra gli standard commerciali disponibili. Esso eccelle nel range che va da 1 secondo a 1 giorno. Ad 1 ora di periodo di osservazione, esso supera la stabilità del miglior oscillatore al cesio di un fattore fino a 100.
Il *maser passivo* a idrogeno (PHM) supera in stabilità il miglior cesio disponibile di un fattore 10. Uno dei principali vantaggi del PHM è che esso non è vincolato dall'usura di parti attive, come il tubo del cesio o l'ampolla del rubidio.

Figura 17 *Schema a blocchi del maser a idrogeno*

Stabilità e precisione a confronto

La stabilità a lungo termine del maser a idrogeno (H-maser), su un periodo di diversi anni, è comparabile a quella di un cesio primario da laboratorio, mentre la precisione del H-maser è molto vicina a quella del miglior cesio commerciale.
Per quanto riguarda invece la necessità di ricalibrazione (*reproducability*), l'H-maser è di un ordine di grandezza superiore al cesio.
Parecchi sono i campi di applicazione del maser a idrogeno:

1. In radioastronomia, per il timing di Interferometria di lungo periodo (VLBI)
2. Come riferimento standard di laboratorio
3. Come oscillatore di riferimento per network telefonici. Si parla, in questo caso di applicazioni plesiocrone.
4. Nei riferimenti di frequenza per satelliti e stazioni di terra.
5. Apparati di test per misurare le prestazioni di oscillatori GPS-DO.
6. Oscillatori per missioni spaziali.
7. Riferimenti per la ricerca scientifica, ad esempio per la misura di eventi legati alla Teoria della Relatività di Einstein.

Le ricerche sull'H-maser sono state condotte, in passato, soprattutto nella ex-Unione Sovietica, con parecchie centinaia di apparati costruiti e venduti.
Fino ad oggi, il mercato per questi dispositivi è stato piuttosto contenuto, ma se ne prevede una richiesta in aumento per i prossimi anni.
Questi apparati costituiscono le scale di tempo nei principali paesi industrializzati.
Gli istituti internazionali di misura che sono abilitati per la qualifica di questi strumenti sono lo KVARZ Institute (Russia), il NIST (USA), il PTB (Germania), il BIPM (Francia), l'NPL (Regno Unito), l'IEN (Italia).
Il maser a idrogeno si presta particolarmente

per quelle applicazioni in cui è richiesta una stabilità molto elevata in intervalli di tempo da 1 a 100 secondi. Tuttavia, nel breve e medio termine, la stabilità in frequenza è limitata dal rumore termico della cavità risonante e dal rumore elettronico del primo stadio di amplificazione.
Una riduzione della temperatura operativa, sia della cavità che dell'elettronica di sistema, dovrebbe produrre un beneficio nella stabilità in frequenza.
Questa considerazione ha portato un notevole impulso allo studio di H-maser criogenici. I primi risultati mostrano che sarebbe possibile raggiungere una stabilità in frequenza di alcune parti in 10 alla –18.

OSCILLATORI DI RIFERIMENTO PRIMARI (SOFTWARE CLOCKS)

L'obiettivo di un oscillatore di riferimento primario (Primary Reference Clock, PRC) è quello di combinare assieme un certo numero di differenti sorgenti standard di frequenza, fino ad ottenere una singola uscita che possegga performances migliorative e una più alta affidabilità di quanto non possano fare le singole sorgenti isolatamente.
Il requisito del sistema prevede che l'uscita non debba mostrare nessuna improvvisa instabilità di fase, se una o più delle sorgenti dovesse discostarsi troppo dalla norma.
Il diagramma a blocchi semplificato è mostrato in figura 18.
Le sorgenti possono essere suddivise in due categorie: la prima comprende gli oscillatori di tipo free-running, che possiedono un offset di frequenza imprecisato. Il maser a idrogeno e l'oscillatore al rubidio appartengono a questa categoria, pur avendo un'eccellente stabilità.
La seconda categoria comprende i sistemi che forniscono una replica della scala di tempo su ampia scala geografica. Lo standard GPS e i ricevitori tracking LF / VLF sono di questa categoria.
Gli standard della prima categoria hanno una migliore stabilità nel breve e medio termine rispetto alla seconda. Per esempio, il maser a idrogeno è superiore sia al GPS che al ricevitore LF / VLF tracking per intervalli dell'ordine delle settimane. L'uscita finale del PRC (Primary Reference Clock) consente di avere la qualità a breve termine del maser e quella a lungo termine del GPS.

Figura 18 Diagramma a blocchi di un PRC

COSA RISERVA IL FUTURO?

Molto lavoro di ricerca si sta svolgendo per migliorare gli attuali standard di frequenza. Vi sono, ad esempio, nuovi dispositivi denominati "a trappola ionica", altri a "fontana di cesio", oltre ad oscillatori stabilizzati con risuonatori a zaffiro raffreddato, standard di frequenza ottici, ecc..
Questi dispositivi ad altissime prestazioni quasi certamente andranno a sostituire gli standard primari da laboratorio attualmente esistenti, ma avranno una nicchia di mercato piuttosto ristretta. La vera sfida consisterà nella capacità di migliorare gli oscillatori a quarzo e gli standard atomici a basso costo, come il rubidio. Questo aspetto sarà di importanza cruciale per i sistemi di comunicazione del 21.o secolo, i network di computer, i sistemi per la navigazione e i trasporti, includendo l'avionica, i sistemi elettrici di potenza, le esplorazioni spaziali, l'astronomia e l'astrometria, la geodesia, la geologia, il monitoraggio della Terra da satellite ecc..

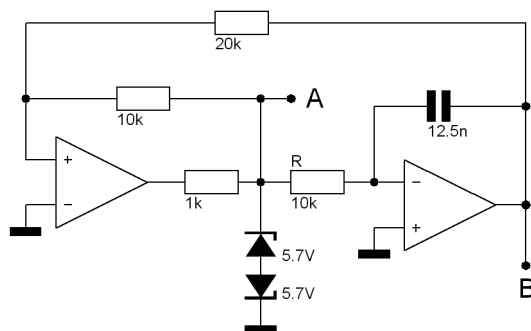
RIFERIMENTI

Richard Percival: **Time and Frequency Standards** (Applied Microwave & Wireless magazine, Dec. 1999, pag. 36-48).
Ball Efratom Division: **Precision Time and Frequency Handbook** (7th edition, 1989).

Codice MIP 250032

Metti alla prova le tue conoscenze e le tue capacità rispondendo al quesito, se la risposta si rivelerà esatta potrai vincere l'esclusiva felpa pile di Fare Elettronica. Tutti i partecipanti riceveranno un coupon del 10%* di sconto utilizzabile per un acquisto nello shop di **www.farelettronica.com**.

* Validità 3 mesi

Quesito - LST25014

Dato il circuito di figura e considerando ideali entrambi gli amplificatori operazionali, indicare quale delle seguenti affermazioni è vera:

1) nel punto B è presente un segnale ad onda quadra;

2) variando R è possibile variare il duty cycle dell'uscita;

3) variando R è possibile variare il periodo dell'uscita

4) la seconda armonica non nulla del segnale presente al punto A è a 5KHz.

Scadenza: il termine ultimo per rispondere è il 30 Aprile 2006 *Livello di difficoltà: Basso*

Regolamento

1) Il quiz è aperto a tutti i lettori.

2) Saranno considerate esclusivamente le risposte pervenute entro la scadenza indicata nel quesito.

3) Inviare la risposta compilando il modulo su **www.farelettronica.com/lesotutte**.

Risposta al quesito codice LST24913

Le condizioni nominali del carico prevedono una potenza assorbita P pari a 30mW ed una tensione V operativa di 3V. Ciò significa che la corrente assorbita dal carico è I=P/V=10mA per cui perfettamente compatibile con la massima corrente di uscita del PIC. In condizioni nominali la tensione Vr ai capi della resistenza R sarà data dalla tensione di alimentazione (5V) meno la tensione sul carico (3V), meno la tensione di uscita del micro (0,5V), per cui risulta pari a 1,5V. Poiché tale resistenza è attraversata dalla stessa corrente del carico RL, è possibile ricavare il valore di R come R=Vr/I=150 Ω.

Il vincitore di FEBBRAIO 2006 (Vincitore LST24812)

I nostri complimenti a Cesare Lanari di FANO (PS) che vince la Felpa di Fare Elettronica!

Mikrobasic per PICmicro

Questa puntata conclude il corso sul Mikrobasic. Affronteremo l'implementazione di una Eeprom esterna, con bus I2C. Un passo obbligato per aumentare il numero delle informazioni da memorizzare in modo permanente.

In elettronica esistono circuiti che svolgono i compiti più disparati, dai più semplici ai più complessi. Elaborazioni di vario genere che, con l'acquisizione di dati, producono risultati e soluzioni compatibili con le esigenze del programmatore.
Tutta questa grande tecnologia, fatta di sforzi e analisi anche impegnative, non avrebbe nessun valore pratico se le informazioni elaborate non venissero in qualche modo memorizzate da qualche parte, per la successiva elaborazione.
Pensiamo ad esempio alle missioni spaziali: durante le "gite" fuori dalla nostra atmosfera, i satelliti e le sonde dispongono di tantissimi sensori che "registrano" continuamente informazioni di carattere tecnico, fisico, chimico. Se i risultati non fossero raccolti in opportune memorie, l'intera missione avrebbe solo motivo di perdita di tempo e denaro.
La memorizzazione perenne dei dati si può considerare dunque il penultimo stadio di un intero sistema automatico intelligente, cui segue naturalmente quello della raccolta ed elaborazione degli stessi.

LE EEPROM ESTERNE

Le Eeprom che trattiamo in quest'ultima puntata vengono prodotte dalla Microchip e per caratteristiche fisiche sono del tutto simili a quelle presenti all'interno del PIC (figura 1).

Figura 1 Tipica Eeprom esterna al PIC

Sono paragonabili a piccolissimi hard disk, ma senza una struttura magnetica, e la loro implementazione in un sistema a microcontrollore non comporta problemi di sorta, essendo necessarie solamente 2 linee logiche di comunicazione digitale. I dati sono mantenuti per molto tempo anche senza alimentazione elettrica.
Esse sono contrassegnate con una sigla che inizia per 24, seguita dalla capacità in Kilobit (almeno per la maggior parte di questi modelli). In tabella 1 sono riportate le caratteristiche generali delle Eeprom di questa famiglia.

Basso consumo (tipico 1 mA)
Interfaccia I²C a due sole connessioni
Input triggerato per la soppressione di rumore
1.000.000 di cicli scrittura/cancellazioni garantiti
Mantenimento della memoria senza alimentazione per più di 200 anni
Funzionamento in un range esteso di temperatura
Basso costo

Tabella 1 *Caratteristiche generali delle Eeprom modello 24Cxx*

LA EEPROM 24C16

Per i nostri esperimenti si utilizzerà la Eeprom **24C16**. Si tratta di una *Elettrically Erasable PROM* prodotta dalla Microchip Tecnology Inc. La sua capacità è di 16K bit (equivalenti a 2048 bytes). Si possono pertanto memorizzare, in modo permanente, ben 2048 dati in formato byte, superando di gran lunga la capacità della Eeprom interna del PIC.
La memoria è organizzata in 8 blocchi da 256 byte ognuno.

I²C con il PIC

di Giovanni Di Maria

Questa suddivisione serve per indirizzare la corretta pagina corrente, come si vedrà fra poco con degli esempi.
Come tutti i modelli della sua famiglia, il "colloquio" con il sistema *Master* ad essa collegato avviene attraverso due fili soltanto, semplificandone enormemente la gestione.

Caratteristiche

In tabella 2 sono riportate le caratteristiche principali del modello 24C16. Si tratta, come si può vedere, di dati importanti che ne decretano sicuramente l'affidabilità e la robustezza. Per maggiori dettagli si consulti comunque il *datasheet* della stessa casa madre.

Caratteristiche
Basso consumo (tipico 1 mA)
Organizzazione in 8 blocchi da 256 bytes
Interfaccia I²C a due sole connessioni
Input triggerato per la soppressione di rumore
Possibilità di proteggere da scritture accidentali
Protezione contro l'elettricità statica fino a 4000 Volt
1.000.000 di cicli scrittura/cancellazioni garantiti
Mantenimento della memoria senza alimentazione per più di 200 anni
Funzionamento in un range esteso di temperatura
Disponibile anche in DIL 8 pin
Basso costo

Tabella 2 Caratteristiche della Eeprom modello 24C16

Funzionamento dei pin

In figura 2 è riportata la disposizione dei pin del chip. In dettaglio ecco la funzione di ciascuno di essi:

1. Il pin **A0** non è utilizzato nel modello 24C16 pertanto può essere indifferentemente collegato a massa, a Vcc o addirittura lasciato libero, in quanto risulta internamente non connesso.
2. Anche Il pin **A1** è inutilizzato nel modello 24C16 pertanto può essere indifferentemente collegato a massa, a Vcc o lasciato libero.
3. Anche Il pin **A2** è inutilizzato nel modello 24C16 pertanto può essere indifferentemente collegato a massa, a Vcc o lasciato libero.
4. Il pin **VSS** o **GND** va collegato alla massa comune del circuito (ground).
5. Il pin **SDA** (*Serial Data Address*) ha il compito di ricevere dal Master, bit dopo bit, il dato vero e proprio, ossia l'informazione o il comando da gestire.
6. Il pin **SCL** (*Serial Clock*) ha il compito di acquisire gli impulsi di clock.
7. Il pin **WP** (*Write Protect*) abilita o meno la protezione da scrittura dei dati. Se è collegato a massa, il micro può liberamente scrivere sulla Eeprom. Se è collegato a Vcc, quest'ultima è protetta da scrittura e nessun dato può essere memorizzato; in questo caso il suo utilizzo è assimilabile ad una normale Rom. Non viene invece intaccata la funzione di lettura.
8. Il pin **VCC** infine deve essere connesso sempre all'alimentazione del circuito entro un *range* consentito di +2.5V minimi contro +5.5V massimi.

Gli altri fratelli

Sono elencate, in tabella 3, le capacità di memoria degli altri modelli. Tutte le caratteristi-

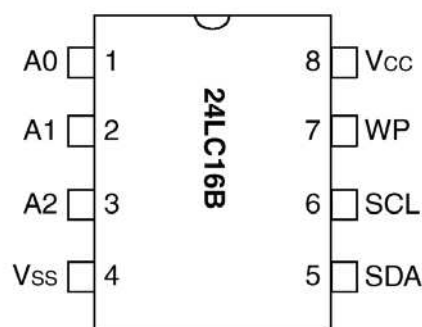



Figura 2 Piedinatura del modello 24C16

Modello	Capacità in bit	Capacità in bytes
24C01	1K (1024)	128 bytes
24C02	2K (2048)	256 bytes
24C04	4K (4096)	512 bytes
24C08	8K (8192)	1024 bytes
24C16	16K (16384)	2048 bytes
24C32	32K (36768)	4096 bytes
24C64	64K (65536)	8192 bytes
24C128	128K (131072)	16384 bytes
24C256	256K (262144)	32768 bytes
24C512	512K (524288)	65536 bytes

Tabella 3 *I vari modelli di Eeprom della famiglia 24Cxx*

Figura 3 *Schema elettrico di configurazione Master-Slav*

Figura 4 *Schema elettrico dell'interfaccia PC-Eeprom*

che sono compatibili con i montaggi effettuati e per la sostituzione con altro tipo non occorre modificare la circuiteria del prototipo, ma solamente il software applicativo. Si tratta di capacità di memorizzazione sicuramente irrisorie se paragonate a quelle di un personal computer, ma per molte applicazioni embedded sono più che sufficienti.

IL PROTOCOLLO I²C

É un metodo di comunicazione dati, messo a punto dalla Philips. Il suo funzionamento si basa su un bus seriale sincrono, che permette la comunicazione tra più periferiche. Si utilizza molto per collegare due sistemi allo scopo di scambiare dati in formato seriale (generalmente si tratta di unità *Master/Slave*).
Solitamente il microcontrollore funge da *Master* mentre la Eeprom da *Slave*. Il punto di forza di questo protocollo è quello di utilizzare, come detto precedentemente, due sole connessioni: una per il clock e l'altra per i dati.
Il protocollo è supportato, oltre che dalle Eeprom, anche da molti altri dispositivi tra cui: display LCD, convertitori ADC e DAC, eccetera. I dispositivi possono comunicare tra loro ad una velocità di 100 Kbit/s o 400 Kbit/s.
Ultimamente con alcuni modelli è possibile ottenere anche un rate di 1000 Kbit/s.
La transazione inizia quando il bus è libero, cioè quando i pin SDA e SCL sono a livello logico alto. In questo caso il Master (cioè il PIC) può inviare un segnale di Start. Quindi spedisce il byte di controllo (che identifica anche lo slave e la direzione dei dati).
A questo punto si avvia la trasmissione dei dati vera e propria. Quando il trasferimento è completo, il master deve inviare un segnale di Stop e il bus diventa nuovamente libero.

SCHEMA APPLICATIVO

Le connessioni da effettuare sono veramente semplici. La configurazione adottata è quella del *Master* e *Slave*, proposto in figura 3.
Si utilizza anche un diodo led collegato alla porta RB0 con funzione di monitor per le operazioni di lettura e scrittura. Esso, inizialmente acceso, si spegne al termine delle transazione con la Eeprom. La resistenza di limitazione ne assicura un corretto funzionamento.
Ribadiamo che il *datasheet* originale della Microchip lascia l'utente libero di collegare i pin 1, 2, 3 a massa, a Vcc ovvero di non connetterli del tutto, in quanto internamente non fanno capo a nessuna parte del circuito.

CIRCUITO PER LETTURA E SCRITTURA DI UNA EEPROM DA PC

Per permettere successivamente la lettura e la verifica dei dati occorre una particolare interfaccia che, tramite personal computer e software dedicato, visualizzi l'intero contenuto della Eeprom.
In figura 4 è riprodotto lo schema elettrico, tra l'altro di semplicissima concezione. La connessione al personal computer avviene utilizzando l'apposito connettore a 9 pin (tipo femmina) inserito nella porta COM del PC.

I COMANDI DEL MIKROBASIC

Il Mikrobasic dispone di molte funzioni e procedure per la gestione completa del protocollo I_2C. Alcune di esse prevedono la connessione della memoria esclusivamente sulla PORT.B o PORT.C. Ci occupiamo invece di quelle che prevedono il collegamento delle Eeprom su qualsiasi porta, fornendo così al programmatore più libertà di scelta.
Da sottolineare che le routine che ci accingiamo a spiegare sono completamente indipendenti dall'hardware utilizzato, pertanto possono essere utilizzate con qualunque tipo di microcontrollore.
Ecco l'elenco delle funzioni e delle procedure che offre il compilatore Mikrobasic:

- Soft_I2C_Config
- Soft_I2C_Start
- Soft_I2C_Read
- Soft_I2C_Write
- Soft_I2C_Stop

Si descrive adesso l'utilizzo e la sintassi di ciascuna di esse, approfondendole in seguito con degli esempi pratici.

Soft_I2C_Config

Si tratta di una procedura, pertanto non ritorna alcun valore alla routine chiamante. É utilizzata per configurare e specificare la porta del PIC a cui è collegata la memoria esterna in esame. Occorre invocarla sempre all'inizio delle procedure di gestione della Eeprom.
La sintassi di utilizzo è la seguente:
Soft_I2C_Config(porta, numero porta SDA, numero porta SCL)
dove:

- **porta** indica la porta fisica, passata indirettamente per indirizzo (ma del tutto trasparente al programmatore);
- **numero porta SDA** è semplicemente il numero del bit della porta su cui è collegato fisicamente il pin SDA della Eeprom (linea dei dati);
- **numero porta SCL** è semplicemente il numero del bit della porta su cui è collegato fisicamente il pin SCL della Eeprom (linea del clock).

Esempio di utilizzo:

```
Soft_I2C_Config(PORTA, 0, 1)
```

Nell'esempio si è collegata la Eeprom sulla PORT.A del PIC e in particolare la linea dati al pin RA.0 e la linea clock al pin RA.1.
É assolutamente vietato collegare le due linee della memoria al medesimo pin, per ovvi motivi logici.

Soft_I2C_Start

É una procedura che si occupa di inviare un segnale di Start alla Eeprom. Occorre invocarla prima di ricevere o inviare dati alla memoria esterna.
La sintassi di utilizzo, molto semplice, è la seguente:

```
Soft_I2C_Start
```

Soft_I2C_Read

É una funzione che ritorna il valore di un byte come risultato della lettura dalla Eeprom. Il valore di ritorno è assegnato ad una variabile di tipo byte, precedentemente dichiarata. La sintassi di

utilizzo è la seguente:

```
x=Soft_I2C_Read(ack)
```

Dove:
- **ack** è un dato di tipo byte che autorizza l'invio di un segnale di *acknowledge* se il suo valore è maggiore di zero, altrimenti lo impedisce.

Esempio di utilizzo:

```
dato = Soft_I2C_Read(0)
```

Nell'esempio il dato viene letto dalla memoria Eeprom senza l'invio di un segnale di acknowledge e il risultato è memorizzato (assegnato) alla variabile *dato*.

Soft_I2C_Write

É una funzione che ha il compito di scrivere e memorizzare un dato sulla Eeprom, ma contemporaneamente restituisce un valore indicante l'esito dell'operazione stessa.
Se la sua esecuzione va a buon fine, il byte passato come parametro viene memorizzato correttamente su memoria esterna e nel contempo ritorna il valore 0 (zero). Se invece la risposta è diversa da zero, probabilmente si è verificato un errore di scrittura e il dato non viene memorizzato (ad esempio se la Eeprom è protetta).
La sintassi di utilizzo è la seguente:

```
Soft_I2C_Write(dato)
```

Dove:
- **dato** è un parametro di tipo byte contenente il valore da passare alla Eeprom (si può anche trattare di uno pseudo comando).

Esempio di utilizzo:

```
Soft_I2C_Write($A0)
```

In quest'esempio il valore esadecimale $A0_{16}$ è inviato direttamente alla memoria esterna.

Soft_I2C_Stop

Si tratta di una semplice procedura, che invia un segnale di Stop alla memoria Eeprom.
Si utilizza per chiudere la comunicazione ed è invocata alla fine delle operazioni di connessione.
La sintassi di utilizzo è la seguente:

```
Soft_I2C_Stop
```

Altre routines

Il compilatore dispone anche di altre routine molto simili a quelle spiegate, ma il loro funzionamento avviene esclusivamente sulla PORT.B e PORT.C, pertanto ci limitiamo semplicemente ad elencarle senza approfondirle. Chi volesse maggiori dettagli in merito può consultare la guida in linea del Mikrobasic (tasto F1) ovvero il manuale digitale in formato PDF disponibile liberamente per il download sul sito di Fare Elettronica.
- I2C_Init
- I2C_Start
- I2C_Repeated_Start
- I2C_Is_Idle
- I2C_Rd
- I2C_Wr
- I2C_Stop

MEMORIZZAZIONE SU 24C16 IN PRATICA

Vediamo adesso in pratica che cosa succede al bus di comunicazione quando le informazioni devono essere memorizzate all'interno della Eeprom.
In Mikrobasic la procedura è sicuramente molto meno "indolore" della medesima creata in linguaggio Assembler. In ogni modo ecco a grandi linee le operazioni da effettuare per la corretta scrittura su una Eeprom:
- Configurazione della porta del PIC.
- Invio di un segnale di Start.
- Invio di un byte comando (controllo).
- Invio di un byte indirizzo da cui iniziare a scrivere.

Figura 5 *La mappa della Eeprom dopo l'esecuzione del programma n. 1*

- Invio di un byte dato.
- Eventuale ripetizione dell'invio dei dati.
- Invio di un segnale di Stop.

Questi passi, rappresentati da altrettanti comandi in Mikrobasic, assicurano la scrittura dei dati per il successivo recupero.

Memorizziamo la nostra prima frase

Il primo programma da provare (listato 1) memorizza semplicemente la frase "FARE ELETTRONICA" all'interno della Eeprom. L'intera frase viene salvata a partire dalla locazione zero (in pratica la prima della pila) e le varie lettere sono accodate sequenzialmente fino a completamento dell'informazione.
Vengono inviati alla memoria esterna i rispettivi codici *Ascii* dei vari caratteri.
Si faccia riferimento allo schema proposto in figura 3 per la realizzazione del prototipo sperimentale.
Dopo aver compilato e scaricato il programma su PIC, si esegua lo stesso.
Il diodo led monitor, inizialmente illuminato per quattro secondi, si spegne dopo la memorizzazione, informando l'operatore dell'avvenuto processo.
Il software realizzato è a *ciclo finito*, ossia dopo la sua esecuzione "logica" esso si arresta e non reinizia più; non sono presenti infatti istruzioni di salto o di ripetizione di codice.
I tempi di attesa sono stati volutamente allungati per fornire una indicazione chiara su ciò che il microcontrollore esegue.
In effetti lo spegnimento del diodo led conferma l'avvenuto salvataggio dei dati, ma per verificare praticamente quanto accaduto si deve leggere il contenuto della Eeprom con un apposito programmatore e l'interfaccia sopra descritta. La figura 5 mostra la schermata della mappa di memoria con i caratteri memorizzati a partire dalla prima locazione.

Il programma basic è ampiamente commentato [listato 1] e ogni statement descrive in dettaglio l'operazioni eseguita. Da notare che il medesimo programma funziona perfettamente anche con gli altri modelli "più piccoli" di Eeprom, vale a dire 24C01, 24C02, 24C04 e 24C08, senza la necessità di apportare modifiche al software.

[Listato 1]

```
program i2c01

rem        LISTATO 1
rem    Questo programma memorizza la
rem    frase FARE ELETTRONICA sulla
rem    Eeprom fornendo anche indicazione
rem    luminosa su diodo Led

TRISB=0       'Definisce la porta B come uscita
PORTB=0       'Azzera tutta la porta B
PORTB.0=1     'Accende il Led connesso su RB.0

delay_ms(2000) 'Pausa per dare tempo all'operatore

Soft_I2C_Config(PORTA, 0, 1)      'Configura Eeprom
                                  'su PORT.A
                                  'SDA su RA0 e SCL su RA1

Soft_I2C_Start             'Invia segnale di START via I2C

Soft_I2C_Write($A0)        'Invia un comando al 24C16
```

```
Soft_I2C_Write(0)       'Invia indirizzo di memorizzazione

Soft_I2C_Write(70)      'Invia lettera F
Soft_I2C_Write(65)      'Invia lettera A
Soft_I2C_Write(82)      'Invia lettera R
Soft_I2C_Write(69)      'Invia lettera E
Soft_I2C_Write(32)      'Invia spazio
Soft_I2C_Write(69)      'Invia lettera E
Soft_I2C_Write(76)      'Invia lettera L
Soft_I2C_Write(69)      'Invia lettera E
Soft_I2C_Write(84)      'Invia lettera T
Soft_I2C_Write(84)      'Invia lettera T
Soft_I2C_Write(82)      'Invia lettera R
Soft_I2C_Write(79)      'Invia lettera O
Soft_I2C_Write(78)      'Invia lettera N
Soft_I2C_Write(73)      'Invia lettera I
Soft_I2C_Write(67)      'Invia lettera C
Soft_I2C_Write(65)      'Invia lettera A

Soft_I2C_Stop           'Invia segnale di STOP via I2C

delay_ms(2000)          'Pausa finale

PORTB.0=0               'Spegne il diodo Led
                        'Il programma termina qui
                        'e l'esecuzione si ferma

end.
```

Commenti al listato

Alla configurazione della porta a cui è collegata la Eeprom e l'invio del segnale di Start segue lo statement:

```
Soft_I2C_Write($A0) 'Invia un comando al 24C16
```

In effetti anche le successive linee di programma contengono l'invio di un byte. Ma questa "prima spedizione" è del tutto speciale perché informa la memoria esterna delle nostre intenzioni. Cosa indica il valore esadecimale tra parentesi ($A0)? Osserviamolo in dettaglio, convertendolo nella notazione binaria corrispondente: $A0_{16} = 10100000_2$

Questo primo byte inviato è chiamato **byte di controllo** e descrive le successive operazioni da compiere verso la memoria. É formato da più elementi (gruppi di bit) che andiamo ad esaminare, spezzandolo in tre parti fondamentali: `1010 000 0`

- I primi quattro bit (1010) determinano il codice identificativo della Eeprom 24C16.
- I seguenti tre bit (000) definiscono ed indirizzano la pagina di memoria (ampia 256 bytes) tra le otto disponibili nel device (infatti con 3 bit si possono rappresentare 8 combinazioni possibili: 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111).
- L'ultimo bit (0) indica un'operazione di lettura o di scrittura. Nella fattispecie, un valore di 0

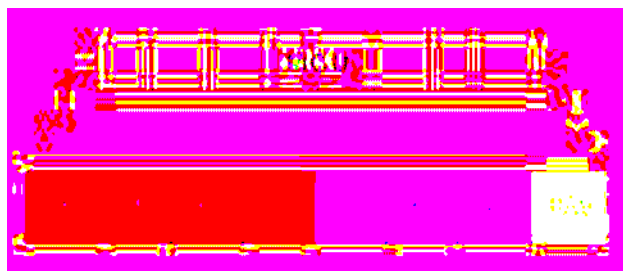



Figura 6 Significato dei singoli bit nel byte di controllo

permette la scrittura sulla Eeprom, mentre un valore di 1 ne permette la lettura.

In figura 6 è rappresentata la disposizione schematica dei vari bit all'interno del byte di controllo mentre in tabella 4 è riportato il byte di controllo nei vari modelli di memoria esterna.

Modello	Byte di controllo
24C01	1010xxx0
24C02	1010xxx0
24C04	1010xxb0
24C08	1010xbb0
24C16	1010bbb0
bbb = pagina di memoria	
xxx = non ha effetto	

***Tabella 4** Byte di controllo nei vari modelli di Eeprom*

Dopo l'invio del byte di controllo ne segue immediatamente un altro; esso indica semplicemente la locazione di memoria dalla quale far partire la memorizzazione dei dati successivi. Nel nostro caso lo statement:

```
Soft_I2C_Write(0)  'Invia indirizzo di
memorizzazione
```

indica al compilatore che i dati saranno memorizzati a partire dalla locazione zero (prima cella della pagina prescelta con 000) e, a seguire, in tutte le successive locazioni, sequenzialmente.

Le successive scritture dei bytes confermano proprio tale concetto, andando a memorizzare, uno dopo l'altro, i caratteri che compongono la frase "FARE ELETTRONICA".
La procedura si conclude con l'invio del segnale di Stop, che conclude definitivamente la comunicazione con la Eeprom esterna. La figura 7 illustra il flusso di trasmissione all'interno del bus I²C.

Scrivere su indirizzi diversi

Vediamo adesso quali operazioni si devono eseguire se occorre salvare i dati in indirizzi non adiacenti.
Il programma seguente memorizza tre parole in celle distanti tra loro e in particolare:

- La parola "FARE" a partire dall'indirizzo 8.
- La parola "ELETTRO" a partire dall'indirizzo 24.
- La parola "NICA" a partire dall'indirizzo 40.

Il listato è molto commentato [listato 2] e non ha bisogno di ulteriori spiegazioni. Occorre dire solamente che è obbligatorio inserire, dopo l'invio del segnale di Stop, una piccola pausa di almeno 10 mS, per dare alla Eeprom il tempo di memorizzare i dati. Diversamente, i successivi accessi verrebbero ignorati.

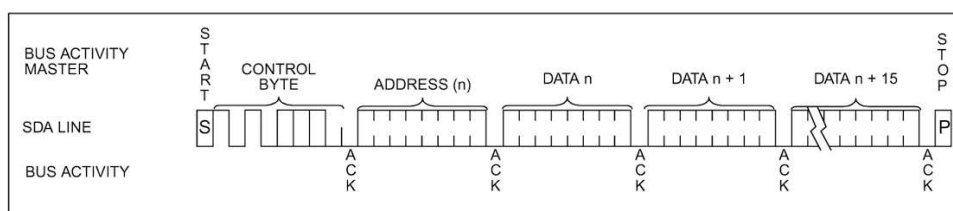



***Figura 7** Il flusso dati per la scrittura nel bus I²C*

[Listato 2]

```
program i2c02

rem       LISTATO 2
rem    Questo programma memorizza la
rem    parola               'FARE'
rem    a partire dalla cella n. 8 in poi,
rem    la parola          'ELETTRO'
rem    a partire dalla cella n. 24 in poi
```

Pordenone Fiere
www.fierapordenone.it
29-30 Aprile : 09.00 > 18.30
1 Maggio : 09.00 > 13.00

```
rem     e la parola         'NICA'
rem     a partire dalla cella n. 40 in poi
rem     fornendo anche indicazione
rem     luminosa su diodo Led

TRISB=0       'Definisce la porta B come uscita
PORTB=0       'Azzera tutta la porta B
PORTB.0=1     'Accende il Led connesso su RB.0

delay_ms(2000) 'Pausa per dare tempo all'operatore

Soft_I2C_Config(PORTA, 0, 1)       'Configura Eeprom
                                   'su PORT.A
                                   'SDA su RA0 e SCL su RA1

Soft_I2C_Start       'Invia segnale di START via I2C
Soft_I2C_Write($A0)  'Invia un comando al 24C16
Soft_I2C_Write(8)    'Invia indirizzo 8
Soft_I2C_Write(70)   'Invia lettera F
Soft_I2C_Write(65)   'Invia lettera A
Soft_I2C_Write(82)   'Invia lettera R
Soft_I2C_Write(69)   'Invia lettera E
Soft_I2C_Stop        'Invia segnale di STOP via I2C

delay_ms(100)  'PICcola Pausa

Soft_I2C_Start       'Invia segnale di START via I2C
Soft_I2C_Write($A0)  'Invia un comando al 24C16
Soft_I2C_Write(24)   'Invia indirizzo 24
Soft_I2C_Write(69)   'Invia lettera E
Soft_I2C_Write(76)   'Invia lettera L
Soft_I2C_Write(69)   'Invia lettera E
Soft_I2C_Write(84)   'Invia lettera T
Soft_I2C_Write(84)   'Invia lettera T
Soft_I2C_Write(82)   'Invia lettera R
Soft_I2C_Write(79)   'Invia lettera O
Soft_I2C_Stop        'Invia segnale di STOP via I2C

delay_ms(100)  'PICcola Pausa

Soft_I2C_Start       'Invia segnale di START via I2C
Soft_I2C_Write($A0)  'Invia un comando al 24C16
Soft_I2C_Write(40)   'Invia indirizzo 40
Soft_I2C_Write(78)   'Invia lettera N
Soft_I2C_Write(73)   'Invia lettera I
Soft_I2C_Write(67)   'Invia lettera C
Soft_I2C_Write(65)   'Invia lettera A
Soft_I2C_Stop        'Invia segnale di STOP via I2C

delay_ms(2000)  'Pausa finale
```

```
PORTB.0=0         'Spegne il diodo Led
                   'Il programma termina qui
                   'e l'esecuzione si ferma

end.
```

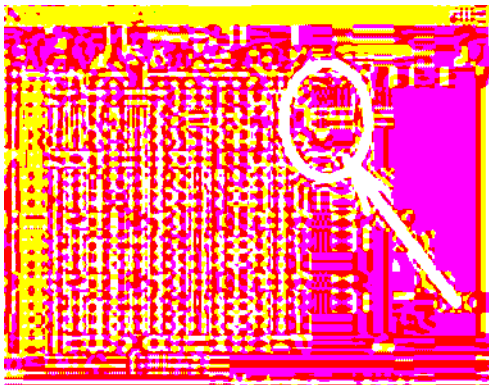



Figura 8 La mappa della Eeprom dopo l'esecuzione del programma n. 2

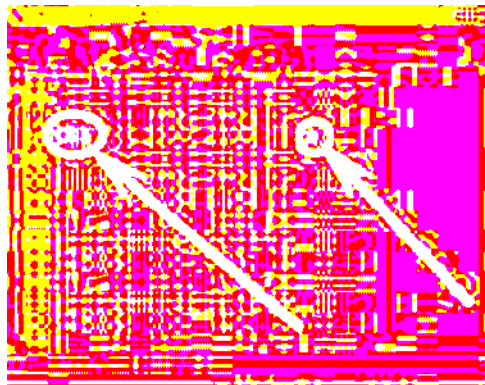



Figura 9 Il numero dei lampeggi memorizzato nella locazione 32 della Eeprom

Un'ultima nota: tra un esempio e il successivo conviene azzerare manualmente il contenuto della Eeprom per evitare che i risultati dei vari programmi si sovrappongano. La figura 8 mostra la mappa della memoria dopo l'esecuzione del programma numero 2.

LETTURA DA 24C16 IN PRATICA

La procedura di lettura è molto simile a quella di scrittura. Occorre infatti programmare più o meno le stesse operazioni. Ecco i passi standard da seguire durante questa fase:

- Configurazione della porta del PIC (se non lo si è fatto prima).
- Invio di un segnale di Start.
- Invio di un byte di comando (controllo).
- Invio di un byte indirizzo da cui iniziare a leggere.
- Invio di un altro segnale di Start.
- Invio di un byte comando di richiesta dati.
- Lettura del byte dato.
- Ripetizione eventuale della lettura dei dati.
- Invio di un segnale di Stop.

Esempio pratico

Si supponga che nella cella 32 della Eeprom sia memorizzato un byte che indichi quanti lampeggi deve effettuare il diodo led collegato al circuito. Tale byte è stato precedentemente memorizzato tramite procedura di scrittura (vedi sopra) oppure tramite programmatore apposito. La situazione all'interno della Eeprom è pertanto quella visibile in figura 9. Si noti il byte inizializzato all'indirizzo specificato, mentre tutte le altre locazioni sono vuote (o meglio contengono altri valori). Con questo valore salvato ($0A_{16}$), il led eseguirà dieci lampeggi, prima di spegnersi definitivamente.

Il listato

Come si vede nel programma basic riprodotto nel listato 3, la gestione somiglia molto a quella del trattamento di un file in un normale programma per computer. Si ha infatti il comando di apertura, di lettura e di chiusura della comunicazione. Dopo la definizione della configurazione del circuito e la spedizione del segnale di Start il master, tramite il comando di invio ($A0), manda il byte 32 per indicare l'indirizzo iniziale della lettura. Segue pertanto un ulteriore invio del segnale di Start seguito stavolta dal byte $A1_{16}$. Si tratta, anche in questo caso, di un byte di controllo che abilita la lettura anziché la scrittura. Traducendo il valore $A1_{16}$ in 10100001_2 e dividendolo in tre parti fondamentali si ottiene: `1010 000 1`

- I primi quattro bit (1010) determinano il codice identificativo della Eeprom 24C16.
- I seguenti tre bit (000) definiscono ed indirizza-

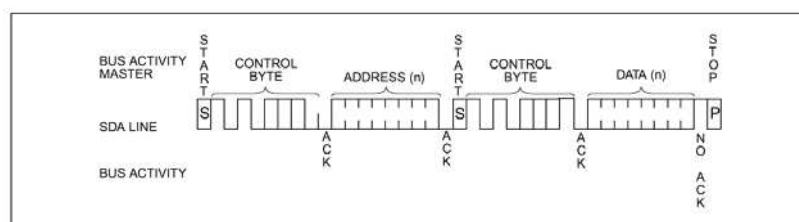



Figura 10 *Il flusso dati per la lettura dal bus I²C*

[Listato 3]

```
program i2c03

rem       LISTATO 3
rem    Questo programma legge un valore
rem    numerico dalla Eeprom.
rem    Il led lampeggia tante volte in base
rem    al valore memorizzato.

dim k as byte               'Variabile per il conteggio
dim lampeggi as byte        'Variabile che definisce il
```

```
                              'numero di lampeggi

TRISB=0   'Definisce la porta B come uscita
PORTB=0   'Azzera tutta la porta B

delay_ms(1000) 'Pausa iniziale di un secondo

Soft_I2C_Config(PORTA, 0, 1)       'Configura Eeprom
                                   'su PORT.A
                                   'SDA su RA0 e SCL su RA1

Soft_I2C_Start              'Invia segnale di START via I2C
Soft_I2C_Write($A0)         'Invia comando scrittura al 24C16
Soft_I2C_Write(32)          'Invia indirizzo 32

Soft_I2C_Start              'Invia segnale di START via I2C
Soft_I2C_Write($A1)         'Invia comando lettura al 24C16
lampeggi=Soft_I2C_Read(0)   'Legge numero lampeggi da Eeprom

Soft_I2C_Stop               'Invia segnale di STOP via I2C
                            'e chiude la comunicazione con la Eeprom

for k=1 to lampeggi         ' Ripete ciclo n volte
   PORTB.0=1                'Accende led
   delay_ms(500)            'Aspetta mezzo secondo
   PORTB.0=0                'Spegne led
   delay_ms(500)            'Aspetta mezzo secondo
next k

end.
```

no la pagina di memoria (ampia 256 bytes) tra le otto disponibili nel device (infatti con 3 bit possiamo rappresentare 8 combinazioni possibili: 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111).

- L'ultimo bit (1) indica un'operazione di lettura.

Dopo questa operazione avviene la lettura vera e propria del dato da Eeprom e la conseguente memorizzazione sulla variabile *lampeggi* (in Ram). É molto semplice a questo punto creare un ciclo ripetitivo che effettui un numero stabilito di accensioni e spegnimenti del diodo led collegato alla porta RB0.
Un appunto sulla funzione Soft_I2C_Read: essa accetta, come parametro, un valore numerico tra parentesi. Esso indica la possibilità di inviare o meno un segnale di acknowledge allo *slave*. Se è settato a 0 nessun segnale viene inviato, diversamente il master manda un segnale di acknowledge. In figura 10 si può osservare il flusso dei dati e gli indirizzamenti necessari per la lettura delle informazioni.

CONCLUSIONE E RINGRAZIAMENTI

Bene, con la puntata si conclude il corso che ci ha dato la possibilità di conoscere il mondo dei microcontrollori in maniera "indolore" grazie all'utilissimo compilatore Mikrobasic. Ringrazio la redazione di Fare Elettronica che mi ha supportato (e sopportato) in tutte le mie richieste tecniche e di consigli e con la quale ho instaurato un bellissimo rapporto di lavoro e collaborazione.
Ma soprattutto ringrazio Voi, cari lettori, che con le vostre richieste, suggerimenti e domande mi avete dato lo spunto e la possibilità di preparare gli articoli nel migliore dei modi.
Auguro a tutti Voi un buon lavoro e una buona sperimentazione.

Codice MIP 250050

CAMPAGNA ABBONAMENTI 2006

1 ANNO × 11 RIVISTE =

L'abbonamento a soli €45,00

invece di €60,50

CON UN RISPARMIO DEL 25%

Abbonati subito!

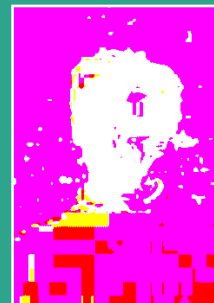
CPLD by Example

Nella puntata precedente abbiamo trattato il tema delle Macchine a Stati Finiti. In questa puntata affrontiamo un paio di esempi pratici in Verilog collegati a questo argomento. Gli esempi che presentiamo sono finalizzati all'utilizzo di CPLD della famiglia XC9500XL e sono stati sviluppati e verificati con il software Webpack ISE™, il package gratuito fornito da Xilinx che abbiamo avuto modo di conoscere nella seconda puntata.

CIRCUITO CON INTERFACCIA SERIALE E TASTIERA

Innanzi tutto presentiamo il nuovo circuito di espansione, che va collegato alla piastrina di sviluppo per CPLD già introdotta nella terza parte del corso. Il circuito contiene un'interfaccia seriale bidirezionale più una tastiera da nove tasti (organizzati in 3 righe x 3 colonne), realizzata con micro-pulsanti discreti. Lo schema elettrico relativo è riportato in figura 1.
Come disposizione e pinout, i connettori J1 e J2 corrispondono agli omologhi J3 e J4 della piastrina-base. A questi connettori sono messi a disposizione parecchi dei pin di ingresso/uscita della CPLD, oltre alle varie tensioni di alimentazione. L'interfaccia a display che abbiamo utilizzato nella puntata precedente ha fatto uso di una gran parte di questi pin; al connettore J1 ne sono avanzati otto, che utilizziamo ora per l'espansione seriale + tastiera. Così, sarà anche possibile collegare contemporaneamente la piastrina-base, l'interfaccia a display e la presente espansione con un montaggio "a sandwich" a tre fette, senza avere conflitti elettrici. Naturalmente, in questa eventualità, sarebbe comodo se i tasti venissero "remotati" con degli opportuni collegamenti filari di prolunga.
Nella figura 2 è riportato il master del circuito stampato in scala 1:1.
Per poter collegare tra di loro i vari moduli è conveniente montare connettori a pettine di tipo maschio dal lato superiore e femmina dal lato inferiore degli stampati, come si può vedere nelle figure 3a e 3b.
Il circuito ha un intento didattico ed è perciò volutamente semplice. Per quanto riguarda i componenti utilizzati, si fa uso del classico integrato MAX232 e di un'altrettanto classica configurazione per tastiera a matrice X-Y, con tre linee di I/O dedicate alle righe e altrettante per le colonne.
I pulsanti, indicati con P1÷P9, sono dispositivi a quattro pin di tipo passante, nel senso che consentono di realizzare le piste di riga anche in modo spezzato pur mantenendo la continuità elettrica, il che permette di usare uno stampato monofaccia.
Passiamo ad analizzare due esempi applicativi che riguardano la trasmissione seriale.

Elenco componenti	
R1÷R6	4.7 KΩ 1/4 W
C1÷C5	1 µF 50 V tantalio
IC1	MAX232
J1	Connettore lineare a striscia 18 pin F
J2	Connettore lineare a striscia 14 pin F
J3	Connettore a vaschetta da stampato 9 pin F a 90o
P1÷P9	Micropulsante da stampato

La comunicazione seriale

di Agostino Rolando

ESEMPIO 1: UART RX

Il primo esempio in codice Verilog che trattiamo realizza la parte ricevente di una UART. Potremmo definirla *UART_RX_LITE*, cioè Uart Rx semplificata, in quanto la configurazione del dispositivo è prefissata: velocità di comunicazione a 9600 baud, 1 bit di stop, 8 bit di dato. La parità è stabilita a "none" e non è gestita.

Sequenza dei bit

Nella figura 4 è evidenziata la sequenza dei bit della trama seriale, così come rilevabile con l'oscilloscopio. La traccia superiore riporta il segnale in linea mentre la traccia inferiore si rife-

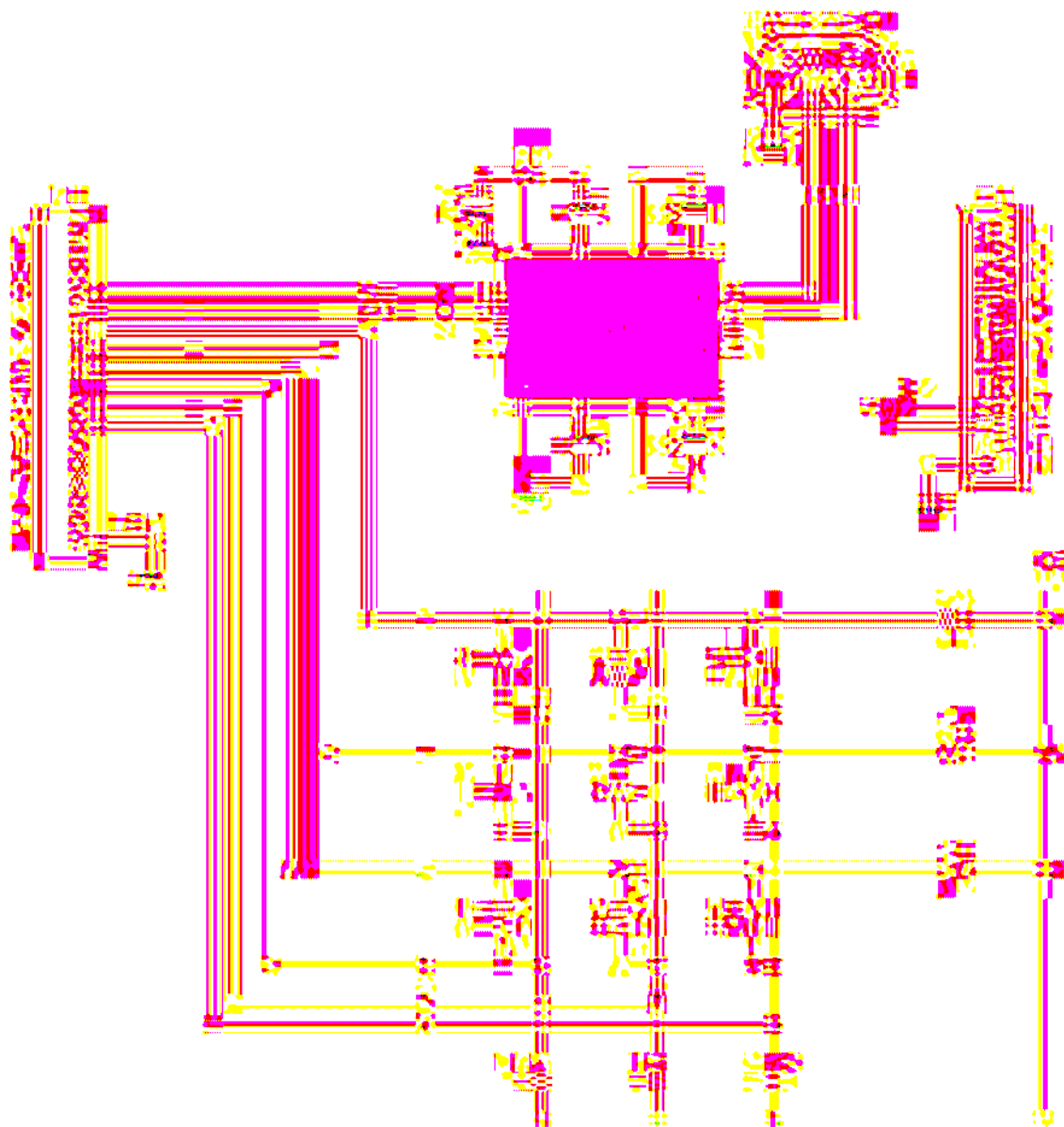



Figura 1 *Schema elettrico dell'espansione con interfaccia seriale e tastiera*

risce al segnale convertito a livello TTL dal MAX232.

Figura 2 Circuito stampato in scala 1:1 (lato rame)

Figura 3 Piano di montaggio

Funzionamento

Operativamente, supponiamo di avere collegato il nostro PC al connettore J3 di linea della piastrina con un cavo pin-to-pin e di disporre di un programma emulatore di terminale VT100, tipo *Power Term* o *Hyper Term* per Windows. Con l'emulatore invieremo dei caratteri in linea e l'interfaccia dovrà riconoscerli ed accendere i tre led che sono disponibili sulla piastrina-base.

A questo proposito, può essere utile praticare tre fori sulla piastrina di espansione seriale, in modo che i led sottostanti possano "emergere" ed essere meglio visibili. In alternativa, si possono inclinare a 90 gradi (vedere figura 8).

Come potremo vedere dal codice sorgente, il dato seriale ricevuto viene restituito in un registro parallelo (*pardata*), di cui solo i tre bit meno significativi vengono effettivamente usati.

L'esperimento consiste nel collegare i led (denominati LED1, LED2, LED3) ai rispettivi bit D2,D1 e D0 del frame ricevuto e verificare che, digitando un carattere numerico (ad esempio da 0 a 7) sulla tastiera del PC, i led si accendano in accordo con la codifica ASCII.

Codice sorgente

Il codice Verilog della *UART_RX_LITE* è disponibile sul sito di Fare Elettronica per il download. Per quanto riguarda il funzionamento, sostanzialmente viene realizzata una macchina a stati in cui sono presenti le classiche tre sezioni: blocco combinatorio per la definizione dello stato_futuro, blocco di codice sequenziale per gli stati e blocco di asse-

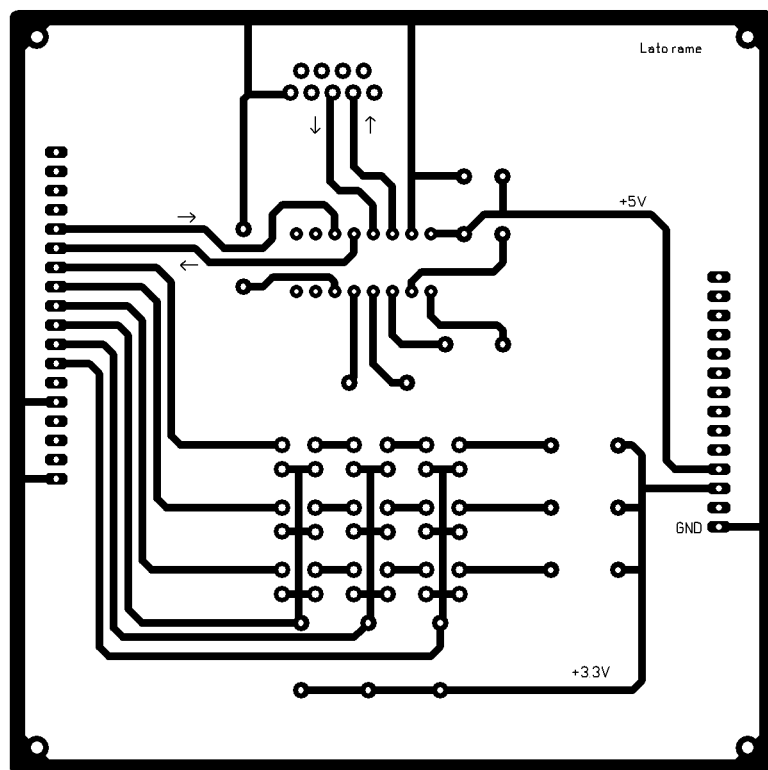
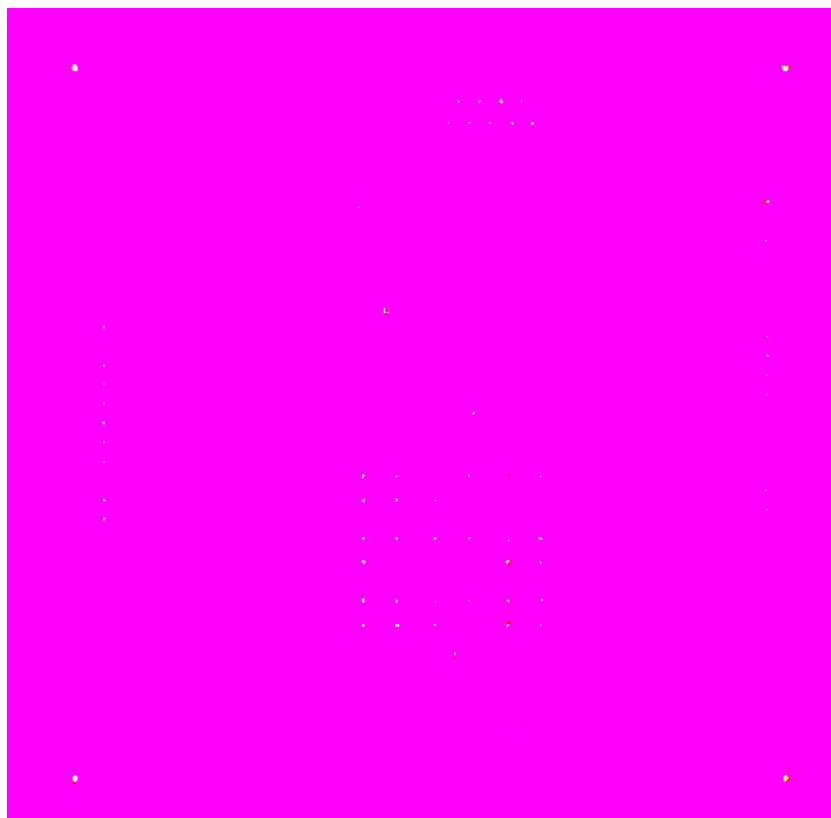
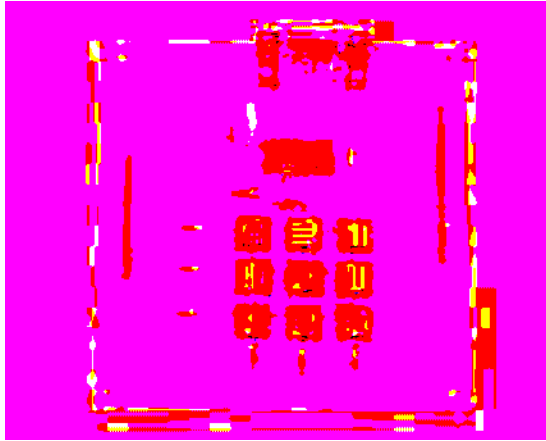



Figura 3a Prototipo con vista lato componenti

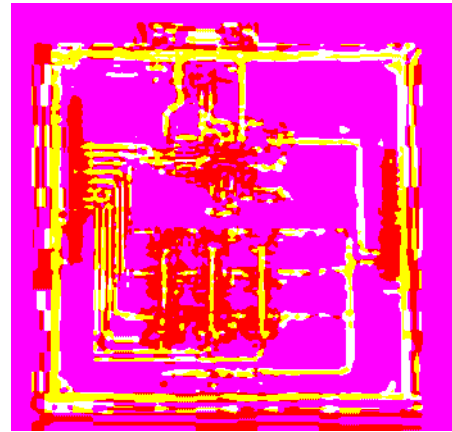



Figura 3b Prototipo con vista lato saldature

gnazione per le uscite.
L'oscillatore che utilizziamo per fornire il clock di sistema ha la frequenza di 1.843.200 Mhz.
Seguendo lo stile di codifica utilizzato fino ad ora, il sorgente è organizzato a due livelli di gerarchia, con un modulo principale (*top*) e alcuni sottomoduli adibiti a svolgere le funzioni di base. Questa struttura consente una buona leggibilità del codice.

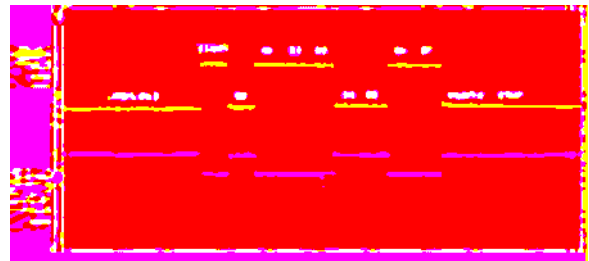



Figura 4 Sequenza dei bit della trama seriale

[Listato 1]

```
module top_rx_lite (clk,res,serin,LED1,LED2,LED3);
  // Ingressi
  input clk;      // global clock GCK1
  input res;      // global reset
  input serin;    // ingresso seriale

  // Uscite
  output LED1,LED2,LED3;

  /////////////////////
  //  Implementazione
  /////////////////////

  // Generazione clock a 16 x 9600 Hz
  //  per campionamento linea seriale rx

  clk_gen_16x u1(res,clk,clk_16x);

  // Ricezione seriale

  wire busy;
  wire [7:0] pardata; // dato parallelo in uscita

  ser_rx  u2(res,clk_16x,serin,busy,pardata);

  // Assegnazione dei bit ai led

  assign {LED1,LED2,LED3} = {pardata[2],pardata[1],pardata[0]}
                             |{busy,busy,busy};
endmodule
```

Modulo principale top_rx_lite

Il modulo principale ha come ingressi il clock, il reset e la trama seriale. Le uscite sono rappresentate dai led di cui la piastrina-base dispone. Riguardo i nomi dei segnali, Verilog è *case sensitive*, per cui fa distinzione tra caratteri minuscoli o maiuscoli. Abbiamo scelto caratteri maiuscoli per i led per maggiore chiarezza (listato 1).

Nel seguito chiariremo il significato dei moduli *clk_gen_16x* e *ser_rx* che qui sono stati richiamati. Nella figura 5 è presentato lo schema a blocchi del modulo *top_rx_lite*. Come possiamo notare, in uscita verso i led, oltre al dato vero e proprio viene inviato in OR anche il segnale di *busy*, che significa "ricezione in corso"; questo accorgimento permette di visualizzare l'attività della Uart, che si manifesta con dei brevi flash prima che i led si stabilizzino sul dato latchato.
Vediamo ora nel dettaglio i sotto-moduli fin qui menzionati.

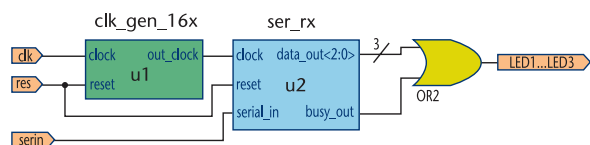



Figura 5 *Schema a blocchi di top_rx_lite*

Modulo clk_gen_16x

Questo modulo (listato 2) genera un clock a frequenza 16 x 9600 Hz che ha lo scopo di campionare la linea seriale Rx. In pratica, si tratta di un divisore per 12 del clock di sistema; viene realizzato con un contatore che, azionato dal clock principale a 1.843.200 Hz, viene resettato quando raggiunge un conteggio pari a 12.
Si ottiene quindi: 1.843.200 Mhz: 12 = 153.200, e la frequenza di 153.200 Hz è pari proprio a 16 x 9600 Hz.

Modulo ser_rx

Il modulo *ser_rx* (non riportato in queste pagine per motivi di spazio) effettua la ricezione seriale vera e propria. A partire dall'ingresso (*serial_in*), restituisce il dato in uscita (*data_out*) in forma parallela, più un segnale di "elaborazione in corso", chiamato *busy_out*.
Per campionare al meglio il dato seriale, viene generato un clock (*clk_center*) fasato al centro del bit ricevuto. Il segnale *inizio_ric* serve a indicare il riconoscimento dello start bit e fa "partire" la macchina a stati, che inizia dallo stato IDLE e procede verso i successivi stadi di acquisizione. La figura 6 evidenzia l'andamento di alcuni di questi segnali. Alla fine del procedimento, il dato ricevuto viene memorizzato nel registro

[Listato 2]

```
module clk_gen_16x(reset,clock,out_clock);
 input  reset,clock;
 output out_clock;

 // Generazione clock a 16 x 9600 Hz

 reg [7:0] count96;   // contatore
 wire res96;           // reset contatore

 assign res96 = ~(count96 == 8'b00001100); // valore di reset

 always @ (posedge clock or negedge reset)
  begin
    if (!reset)
      count96 <= 8'b0;
    else
      if (!res96)
        count96 <= 8'b0;
      else
        count96 <= count96 + 1;
 end
 assign out_clock = count96[3]; // clock di uscita
endmodule
```

data_out. Il codice sorgente completo è disponibile sul sito di Fare Elettronica.

ESEMPIO 2: UART TX

Il secondo esempio che trattiamo riguarda la trasmissione seriale.
Indichiamo con *UART_TX_LITE* il relativo codice Verilog, che mette in atto la parte trasmissiva di una Uart semplificata. Anche in questo caso i parametri della comunicazione (velocità,numero di bit, parità, ecc..) sono prefissati e identici al caso Rx.
La parità è fissata a "none", ma può essere posta agevolmente a "pari" o "dispari" modificando una riga del codice. In più, rispetto all'esempio precedente, vi è la gestione della tastiera a tre righe e tre colonne. Delle tre righe, una sola alla volta viene posta a livello logico "0"; contemporaneamente, si monitorano le colonne. L'incrocio riga-colonna identifica l'evento "pressione di un tasto". In corrispondenza di ognuno dei tasti viene generata la corrispondente codifica ASCII, dal carattere "1" al "9" e la si invia in linea.
Anche in questo caso fa comodo avere l'emulatore di terminale su PC, che serve da monitor per visualizzare i tasti premuti.
Avendo a disposizione due set di circuiti identici, uno con programmata la *UART_TX_LITE*, l'altro con la *UART_RX_LITE*, è possibile metterli in comunicazione tra loro e fare a meno del PC.

Figura 6 *Trama seriale rx e segnali inizio_ric,clk_center e busy_out*

Modulo principale top_tx_lite

Il modulo principale (listato 3) *top_tx_lite* contiene le chiamate ai tre sottomoduli u1,u2,u3 che hanno lo scopo di generare i clock a 9600 Hz e a 160 Hz. Il primo clock serve per la creazione della trama seriale in uscita, il secondo è utilizzato per la scansione della tastiera. La successiva istanza u4 restituisce il dato da tastiera, *key_data*, insieme con il criterio di validità *valid_data*. Il led LED1 si accende in corrispondenza dell'attivazione del criterio.
Infine, l'istanza u5 realizza la trasmissione vera e propria. Come si può vedere, il modulo principale *top_tx_lite* risulta compatto e sufficientemente leggibile, grazie alla struttura modulare che è stata scelta.
Lo schema a blocchi del modulo trasmissivo è riportato in figura 7.

Figura 7 *Schema a blocchi del modulo uart_tx_lite*

ELETTRONICA EXPO DAY

Località Bione – Rivabella
Viale Brodolini
13–14 MAGGIO 2006
dalle ore 9 alle ore 19

Organizzazione
EXPOFIERE / EXPOEVENTI

Codice MIP 250073

[Listato 3]

```
module top_tx_lite(clk,res,rig1,rig2,rig3,col1,col2,col3,serout,LED1);
  // Ingressi
  input clk;    // Global Clock GCK1
  input res;    // Global Reset
  input col1,col2,col3;

  // Uscite
  output
    rig1,rig2,rig3,
    serout,LED1;

  // Implementazione
  //  Generazione clock vari
  //  clock a 9600 Hz per seriale

  wire clk9600Hz;
  clk_gen #(8'b11000000) u1(res,clk,clk9600Hz);

  // clock per tastiera
  wire clk1600Hz;
  clkdiv_by_2n #(3) u2(res,clk9600,clk1600Hz);

  wire clk160Hz;
  clkdiv_by_2n #(5) u3(res,clk1600Hz,clk160Hz);

  // Chiamata al modulo get_key
  wire [3:0] key_data;
  wire valid_data;
  get_key u4(res,clk160Hz,rig1,rig2,rig3,col1,col2,col3,key_data,valid_data;

  assign LED1 = valid_data;

  // A questo punto, il dato da tastiera è pronto entro
  //  il registro key_data
  //  Si assegna ai tasti P1..P9 la codifica ASCII '1'..'9'
  //  La codifica è in 'asciival',
  wire [7:0] asciival;
  assign asciival = { 4'b0011,key_data };

  // Chiamata al modulo ser_tx
  wire serdata;
  ser_tx  u5(res,clk,clk9600Hz,asciival,valid_data,serdata);

  // Assegnazione uscita seriale
  assign serout = serdata;
endmodule
```

[Listato 4]

```
module get_key (reset,clock,r1,r2,r3, c1,c2,c3,latch_data,data_valid);
 // I/O
 input reset,clock;
 output r1,r2,r3;
 input c1,c2,c3;
 output [3:0] latch_data;
 output data_valid;

 // Implementazione

 // Shift register per la scansione
 reg [2:0] shifta;
 wire RIP; // riporto
 assign RIP = ~(|{shifta[2],shifta[1],shifta[0]});

 always@ (posedge clock or negedge reset)
  begin
    if (!reset)
        shifta <=  3'b0;
    else
        shifta <= shifta << 1 | RIP;
  end

 // Assegnazione delle righe
 //  un solo bit alla volta va low
 assign {r3,r2,r1} = ~{shifta[2],shifta[1],shifta[0]};

 // Monostabile per eliminaz. spikes e generaz. freq. di auto-repeat
 wire KP; // Key Pressed
 reg data_valid;
 wire tcont;

 // Data_valid va high dopo un colpo di clock che
 //  KP e' andato high
 always @ (posedge clock or negedge reset)
  begin
    if (!reset)
      data_valid <= 1'b0;
    else
      if (KP)
        data_valid <= 1'b1;
      else
        if (tcont)
          data_valid <= 1'b0;
 end

 // Generazione del clock a 16Hz
 clkdiv_by_n #(5) u11(reset,clock,clk16Hz);

 // Contatore “cont” per delay-tasto
 //  serve a stretchare KP,e quindi latch_data,
 //  e a togliere gli spikes
 //  Il segnale data_valid torna low dopo 8 colpi di clk16Hz.
 //  data_valid = high disabilita l'acquisizione da tastiera,
 //  quindi evita gli spikes dovuti al rilascio del tasto.
```

```
wire res2;
assign res2 = reset & (~KP);  // res2 consente di fasare cont con KP
reg [2:0] cont;
always @ (posedge clk16Hz or negedge res2)
 begin
   if (!res2)
     cont <= 3'b0;
   else
     cont <= cont + 1;
 end

// Generazione di terminal count
assign tcont = & cont;

// Key Pressed = high quando almeno una
//  delle colonne è low e data_valid è disattivo

assign KP = ~&{c1,c2,c3}&(~data_valid);

// Tabella di transcodifica per i tasti
//  entra in azione quando viene premuto un tasto.
//  Il registro selection codifica il dato da tastiera

reg [3:0] selection;

always @ (c1 or c2 or c3 or r1 or r2 or r3)
 begin
   case({r1,r2,r3,c1,c2,c3})
       6'b011110: selection =  4'b0001; // P1
       6'b011101: selection =  4'b0010; // P2
       6'b011011: selection =  4'b0011; // P3
       6'b101110: selection =  4'b0100; // P4
       6'b101101: selection =  4'b0101; // P5
       6'b101011: selection =  4'b0110; // P6
       6'b110110: selection =  4'b0111; // P7
       6'b110101: selection =  4'b1000; // P8
       6'b110011: selection =  4'b1001; // P9
   default      : selection =  4'b0000;
   endcase
 end

// Latch del tasto

reg [3:0] latch_data;
always @ (posedge clock or negedge reset)
 begin
   if (!reset)
     latch_data <= 4'b0000;
   else
     if (KP)
       latch_data <= selection;
     else
       if (tcont)
         latch_data <= 4'b0000;
 end

endmodule
```

Modulo get_key

Questo sotto-modulo (listato 4) si occupa di gestire la tastiera, con funzioni di antirimbalzo e autorepeat. Le linee di riga sono configurate come uscite, mentre le colonne sono in ingresso al modulo. Viene effettuata una continua scansione delle righe, ponendo a zero un bit alla volta per mezzo di uno shift register.
Se un tasto viene premuto, si verifica una coincidenza riga-colonna; in quell'istante l'informazione viene codificata e memorizzata nel registro a 4 bit *latch_data*. Il dato viene quindi passato al modulo chiamante. Insieme al dato, viene passato anche un flag di "dato pronto", denominato *data_valid*, attivo alto.

Modulo clk_gen

Il sotto-modulo *clk_gen* (listato 5) riceve in ingresso il clock principale e produce in uscita un clock a 9600 Hz.
Il meccanismo su cui si basa questo generatore di clock è quello di un contatore che, partendo dal valore zero, viene incrementato fino al raggiungimento di un determinato conteggio. A questo punto il contatore viene resettato e si ricomincia da capo.
Il fattore di reset, *reset_val*, viene passato come

parametro al modulo. Esso determina il valore di divisione del clock di partenza; nel caso in questione, il clock principale a 1.843.200 Hz viene diviso per *reset_val* = 192 e dà luogo, appunto, a *out_clock* = 9600 Hz.

Modulo clkdiv_by_2n

Questo modulo (listato 6) divide il clock di ingresso *inclk* per un valore intero, doppio del valore passato come parametro, e produce il clock di uscita *outclk*. È già stato utilizzato nella puntata 5, ma lo riportiamo per completezza.

Modulo ser_tx

Questo modulo mette in atto la trasmissione

[Listato 5]

```
module clk_gen (reset,clock,out_clock);
 input reset,clock;
 output out_clock;
 parameter reset_val = 8'b11111111;

 reg [7:0] count96;
 wire res96;
 assign res96 = ~(count96 == reset_val);

 always @ (posedge clock or negedge reset)
  begin
    if (!reset)
      count96 <= 8'b0;
    else
      if (!res96)
        count96 <= 8'b0;
      else
        count96 <= count96 +1;
   end

 // Clock di uscita
 assign out_clock = count96[7] | count96[6];
endmodule
```

[Listato 6]

```
module clkdiv_by_2n(reset, inclk, outclk);
 // I/O
 input reset,inclk;
 output outclk;
 reg outclk;
 parameter N=9;

 reg [3:0] cnt;

 // Generazione clock diviso per 2N
 always @ (posedge inclk or negedge reset)
  begin
    if (!reset)
     begin
       outclk <= 1'b0;
       cnt <= 0;
     end
    else
      begin
        if (cnt == 0)
         begin
           outclk <= ~outclk;
           cnt <= N-1;
         end
        else
          cnt <= cnt -1;
     end
   end //always

endmodule
```

seriale vera e propria.
La trasmissione è scandita dal fronte positivo del clock a 9600 Hz (serclock) e ha inizio dopo l'attivazione del segnale *valid_data*.
Riguardo il funzionamento, a riposo la linea seriale viene tenuta a livello high.
All'inizio della trasmissione, il dato seriale viene posto a zero per la durata di un colpo di clock, per significare lo *start bit*.
Poi, i bit di dato sono inviati uno alla volta, a partire dal meno significativo (D0÷D7).
Infine viene inviato il bit di parità.
Al termine della sequenza, la linea seriale viene riportata a livello high per la durata di uno stop bit,in attesa della prossima trasmissione. Per motivi di spazio non riportiamo il codice completo, che è comunque scaricabile dal sito di Fare Elettronica.

Figura 8 Prototipo assiemato a "sandwitch" con la piastrina-base

PROSSIMAMENTE

Con gli esempi fin qui trattati abbiamo aggiunto un altro tassello alla conoscenza delle CPLD. Nella prossima puntata affronteremo il tema della conversione digitale-analogica e tratteremo il progetto pratico di un generatore di funzioni a sweep di frequenza digitale.

Codice MIP 250066

PRODOTTI INWARE EDIZIONI 2006

Display LCD

Questo libro di successo (migliaia di copie vendute) rappresenta una delle migliori guide all'utilizzo dei moduli alfanumerici basati sul controller HD44780, moduli grafici con controller KS0108 e non solo. Il testo tratta anche i display LED a sette segmenti e i display LCD passivi. Numerosi gli esempi pratici di impiego dei vari dispositivi: dal contatore a 7 segmenti al termometro LCD fino al pilotaggio dei moduli alfanumerici mediante PICmicro e PC.

COD. FE-06 **€ 16,50**

PICmicro™

La lettura di questo libro è consigliata per conoscere a fondo i PICmicro seguendo un percorso estremamente pratico e stimolante. Il testo descrive l'uso di MPLAB®, e descrive, in maniera approfondita, tutte le istruzioni assembler e molte delle direttive del compilatore. Al testo è allegato un utilissimo CDROM che, oltre ai sorgenti e gli schemi dei progetti presentati nel testo, contiene moltissimi programmi di utilità e molta documentazione.

COD. FE-18 **€ 29,00 (con CD-ROM)**

Linguaggio ANSI C

Questo nuovissimo libro descrive le tecniche, gli accorgimenti migliori per sfruttare gli aspetti di "alto e basso livello" del C, entrambi fondamentali quando si vuole sviluppare del *firmware* per sistemi dotati di risorse limitate. Il testo è particolarmente indicato sia a chi ha già esperienza nella programmazione in *assembler* di sistemi a microcontrollore ed intende iniziare ad utilizzare il linguaggio C, sia per chi conosce già il C e vuole avvicinarsi alla programmazione dei sistemi *embedded*.

Di prossima pubblicazione

Annate 2003/2004/2005

33 Uscite di Fare Elettronica in 3 CD-ROM!

Le annate complete in formato PDF. Potrai sfogliare comodamente tutte le riviste e stampare (senza perdere in qualità) gli articoli di tuo interesse. Ogni CD-ROM contiene anche software, codice sorgente, circuiti stampati e tutto il materiale necessario per la realizzazione dei progetti proposti.

- Acquistali singolarmente a **€ 30,00 cad.**
- Acquista i 3 CD al prezzo scontato di € 48,00 **con un risparmio di ben € 42,00!**

PIC® Microcontroller By Example

Il corso completo PIC® Microcontroller By Example in formato PDF

Tutte le lezioni pronte per la consultazione con i sorgenti dei progetti immediatamente utilizzabili nelle tue applicazioni. Il modo migliore per avere sempre sottomano la soluzione per il tuo progetto con i **PICmicro**®. Il **CD-ROM PIC® Microcontroller By Example** contiene una sezione *"Contenuti speciali"* tutta da scoprire.

COD. **FE-PBE € 15,90**

Tutto sulle Smartcard

La raccolta completa degli articoli sulle smartcard in formato PDF

Gli articoli, i progetti e i download relativi agli articoli sulle Smartcard in un unico CD-ROM pronto da consultare ed utilizzare. Contiene i progetti completi del lettore di smartcard **UniReader** e del **SimCopier** per duplicare il contenuto della rubrica della vostra Sim card.

COD. **FE-SMARTCARD € 15,90**

Ordinali subito su www.farelettronica.com oppure telefona al numero 02.66504755

UPS By Example

Qualunque apparato elettrico o elettronico, per funzionare correttamente, ha bisogno di un collegamento ad una sorgente d'energia elettrica stabile e senza disturbi o perturbazioni di qualsiasi genere. Tuttavia, data la complessità del sistema elettrico, è utopistico pensare che l'energia che arriva alle utenze civili o industriali sia pulita e totalmente affidabile. Se a questo aggiungiamo la possibilità di guasti all'impianto locale[1] causati da sovraccarichi anche momentanei, fenomeni come il black-out o il brown-out sono da considerarsi tutt'altro che rari. Con questo corso andremo alla scoperta degli UPS, sperimenteremo i diversi circuiti e concluderemo con la costruzione di un UPS dalle caratteristiche davvero interessanti.

Vediamo di esaminare la natura dei fenomeni potenzialmente dannosi per le apparecchiature connesse alla rete elettrica:

- Black-out
- Brown-out
- Variazioni lente o veloci della tensione
- Variazioni della frequenza
- Disturbi indotti dai fenomeni atmosferici
- Disturbi causati da carichi non lineari
- Disturbi indotti dalle radiofrequenze

Il **black-out** è l'interruzione improvvisa dell'erogazione di energia dovuto al distacco di un interruttore o di un fusibile. Ciò può avvenire nella rete ENEL per i motivi più disparati oppure nell'impianto locale per il distacco di un sezionatore magneto-termico o differenziale. Solitamente questi fenomeni non sono di per se pericolosi per gli utilizzatori ma determinano un danno indiretto per il blocco del funzionamento degli apparati. Pensiamo, ad esempio, cosa succederebbe se, mentre stiamo effettuando un'operazione in banca il terminale si spegnesse improvvisamente!
Il **brown-out** è un fenomeno meno evidente ma non per questo meno dannoso. Possiamo considerare come tale una micro-interruzione dell'erogazione, il taglio, cioè, della sinusoide di rete per alcuni millisecondi. Questo si traduce in un calo repentino della tensione che, nei computer, può causare un blocco del programma in esecuzione o, nel peggiore dei casi, il reset totale della macchina. In questo caso è la qualità del power supply che equipaggia l'apparecchiatura a fare la differenza. Da questo punto di vista non tutti i power supply sono uguali[2].
Le variazioni di tensione veloci possono essere ricondotte a fenomeni come il brown-out ma, a differenza di quanto abbiamo detto prima, si manifestano con picchi più o meno ampi superiori al valore nominale della tensione di rete. Sono pericolose per l'isolamento dei componenti connessi alla rete e per il normale funzionamento di fusibili e interruttori differenziali. Le variazioni lente sono quelle che si verificano nell'arco della giornata causate dalla contemporaneità dell'assorbimento delle varie utenze e si manifestano con un abbassamento della tensione che può portare al blocco delle apparecchia-

Introduzione

di Massimo Di Marco

ture più sensibili e/o sofisticate. Come al solito si possono verificare nella rete ENEL ma più facilmente negli impianti locali non correttamente dimensionati in termini di configurazione e sezione dei conduttori.
Le variazioni di frequenza sono per la verità fenomeni abbastanza rari e legati solamente al regime di rotazione dei generatori di centrale. Come vedremo più avanti solo gli UPS a doppia conversione possono ovviare a tale inconveniente [3].
I disturbi indotti dai fenomeni atmosferici sono conseguenza immediata dell'attività elettrica che si produce nell'atmosfera. I più importanti e temibili sono fulmini, che spesso si abbattono sui conduttori sospesi delle linee aeree elettriche o telefoniche; possiedono una quantità di energia tale da produrre una sovratensione dagli effetti devastanti sugli isolamenti di qualunque dispositivo collegato all'impianto dove questi si scaricano. Il loro potenziale viene stimato in centinaia di migliaia di volt e talvolta può superare il milione di volt, anche se il fenomeno di scarica verso la terra avviene in tempi brevissimi.

L'unico rimedio possibile è rappresentato dagli scaricatori ad arco, a gas e dai varistor. In particolare questi ultimi possono in qualche modo assorbire l'ingente energia prodotta da tali accidenti anche se, il più delle volte, in maniera irreversibile. Vedremo meglio in seguito come funzionano e come utilizzarli al meglio.

Si possono considerare carichi non lineari gli utilizzatori che assorbono corrente dalla rete in maniera non sinusoidale. Tra questi sono da annoverare tutti i Power Supply a commutazione nonché i raddrizzatori capacitivi (il classico ponte di diodi seguito da un condensatore di livellamento) presenti in ogni dove. Un assorbimento impulsivo in definitiva causa una distorsione della forma d'onda della corrente con conseguente generazione di armoniche che si propagano ed inquinano la rete elettrica. Teniamo presente che precise direttive internazionali impongono limiti massimi all'assorbimento non lineare dalla rete poiché è l'utenza stessa nel suo insieme a determinare tale fenomeno.
Allo scopo di neutralizzare il più possibile questo tipo di disturbo sono nati i PFC o circuiti di *correzione del fattore di potenza*, prescritti dalla normativa in tutte le apparecchiature che assorbono più di 75W. Vedremo meglio in seguito perché si determinano condizioni di assorbimento impulsivo, sperando di dedicare a questo argomento maggiore spazio. Vi dico soltanto che i circuiti PFC da qualche anno a questa parte sono presenti dappertutto a cominciare dai power supply per PC.
Per limitare le interferenze causate dalle radiofrequenze si ricorre ai filtri di rete. Questi dispositivi di natura totalmente passiva sono utilizzati in modo bidirezionale. Filtrano cioè i disturbi soprattutto ad alta frequenza, presenti nella rete e che potrebbero penetrare all'interno dell'apparecchiatura e altresì limitano il propagarsi dei disturbi generati dall'apparecchiatura stessa (ad esempio uno switch mode power supply) verso la rete elettrica. Il loro impiego è praticamente obbligato.
Dopo questa ampia panoramica sui disturbi di rete (le cose come avete visto non sono così semplici) vediamo di descrivere adesso i vari tipi di UPS e le loro principali caratteristiche.

---

(1) Con questa definizione intendo riferirmi agli impianti di abitazioni, uffici, stabilimenti, etc. posti, cioè, dopo il contatore Enel e che l'utente realizza a seconda delle proprie esigenze.
(2) L'insensibilità al brown-out è determinata essenzialmente dalla capacità dei condensatori di livellamento (bulk capacitor) posti dopo il ponte raddrizzatore.
(3) In genere i power supply switching sono largamente insensibili alle variazioni di frequenza dato che la tensione di rete viene immediatamente raddrizzata e livellata. Non si può dire lo stesso di tutte quelle apparecchiature che si collegano alla rete per mezzo di trasformatore.

CLASSIFICAZIONE DEGLI UPS

Dalle caratteristiche funzionali e a prescindere dalla forma d'onda generata si possono distinguere due tipi di UPS:

- **Off-Line** o "a singola conversione"
- **On-Line** o "a doppia conversione"

L'off-line a sua volta può essere del tipo "line interactive" poiché è in grado di correggere variazioni di tensione di rete operando una certa stabilizzazione dell'uscita; vediamo di cosa si tratta, andando per ordine.
Riferendoci alla figura 1, vediamo come funziona l'off-line; esso rappresenta il tipo più semplice di UPS ed è caratterizzato dal fatto che, quando la tensione di rete è al suo valore nominale (*normale*) questa viene portata in uscita direttamente tramite il relè, passando semplicemente attraverso il filtro di rete. In questa fase il circuito di controllo sorveglia l'andamento della tensione di rete. Il caricabatteria nel frattempo si occupa della ricarica e del mantenimento ottimale della batteria. Nel momento in cui la tensione di rete viene a mancare o si abbassa al di sotto di un certo valore il circuito di controllo attiva l'inverter e, contemporaneamente, il relè di commutazione, affinché la tensione generata dall'inverter si presenti in uscita nel minor tempo possibile. Va da se che questa commutazione non può gioco forza essere istantanea per una serie di ritardi introdotti dai circuiti e dal relè stesso; questo si traduce in una microinterruzione dell'erogazione al carico che può variare da 2 a 10 ms circa, a seconda della sofisticazione del circuito di controllo e della velocità di deviazione *elettromeccanica* del relè. Fare meglio è veramente difficile, credetemi.
Mediamente negli UPS commerciali a basso costo non si scende sotto i 5 ms (e già questo rappresenta un brown-out!).

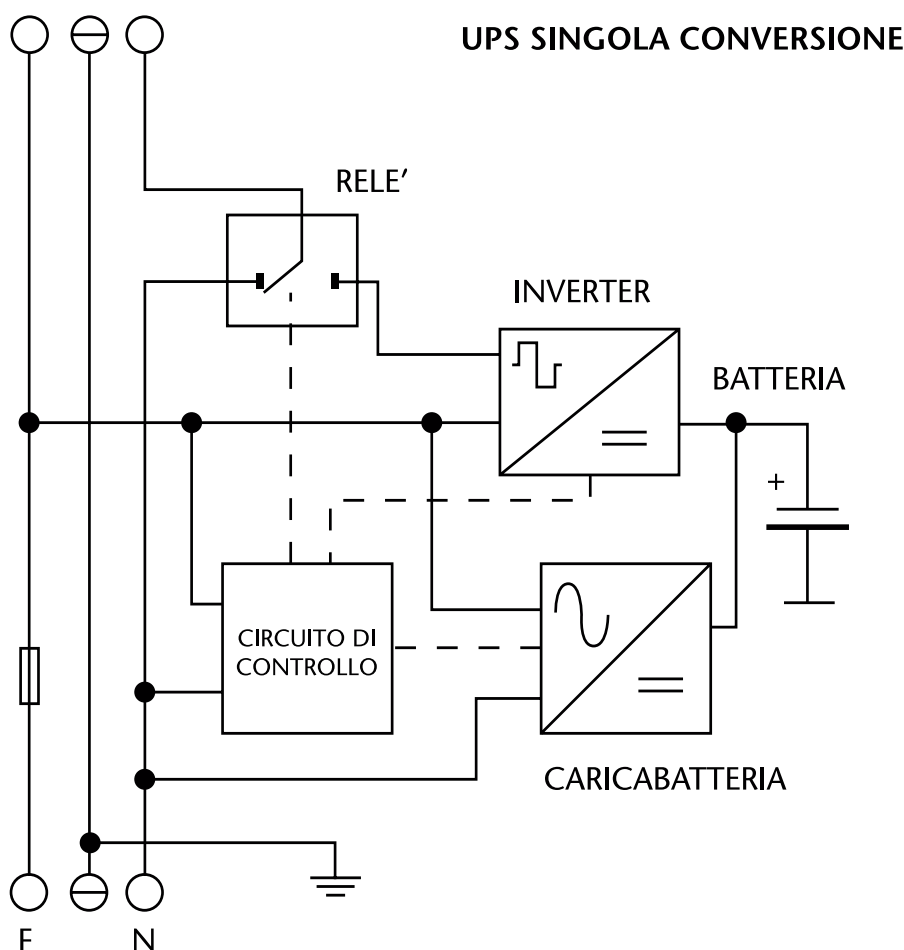



Figura 1 *Schema a blocchi dell'UPS off-line singola conversione*

Normalmente tale specie di UPS presenta una forma d'onda a gradino che altro non è che un'onda quadra con un tempo *morto* (*dead time*) intermedio ai fronti di salita e discesa che ha la caratteristica di limitare il contenuto delle armoniche di ordine dispari [4]. Viene definita step-wave da taluni o sinusoide modificata (o pseudo sinusoidale) da altri, ma sono solo eufemismi per non ammettere che questi UPS non sono sinusoidali ma la loro forma d'onda deriva da un'onda quadra. Non che questo sia un fatto negativo, anzi personalmente ritengo che questa forma d'onda vada bene in molte applicazioni pratiche a bassa potenza come ad esempio l'alimentazione di un PC e/o di un monitor, per non parlare dei carichi resistivi (come lampade a filamento e stufe) che della forma d'onda non tengono affatto conto. D'altra parte ottenere una forma d'onda siffatta risulta abbastanza economico in termini di complessità circuitale, cosa che si riflette inevitabilmente sull'affidabilità intrinseca. Attenzione però a non generalizzare e dire che va bene per tutte le applicazioni. D'altronde l'UPS che vi proporrò come realizzazione pratica sarà equipaggiato con questo tipo di inverter.
Il *Line interactive* è molto simile allo *step-wave* a singola conversione, e si differenzia da questi per la la presenza di uno stabilizzatore di tensione di rete;

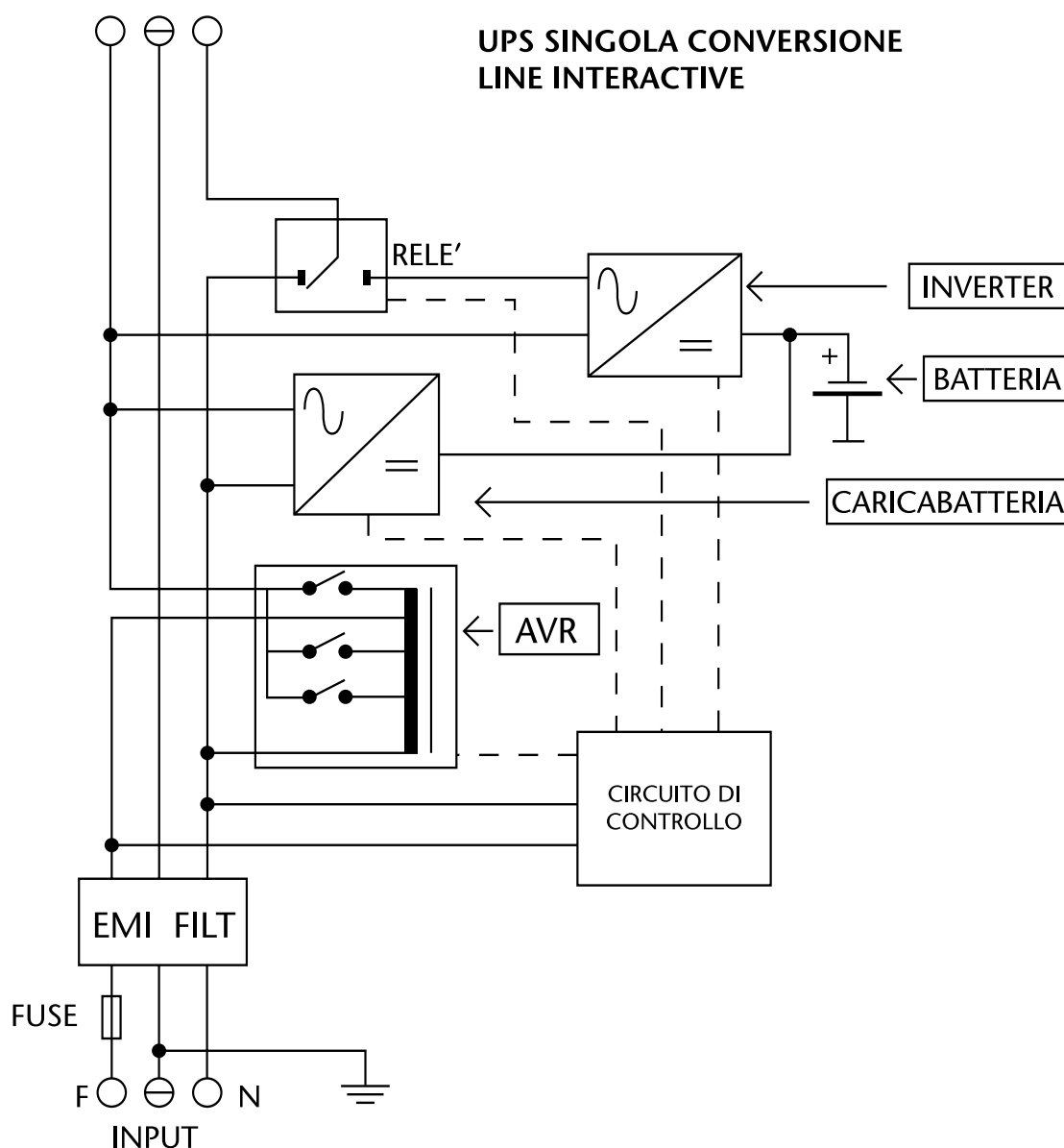



Figura 2 *Schema a blocchi dell'UPS off-line singola conversione line interactive: notare che questa classificazione prescinde dalla forma d'onda dell'inverter*

negli UPS così chiamati, la forma d'onda dell'inverter può essere sia quadra parzializzata che sinusoidale. Essi rappresentano la via di mezzo (dal punto di vista delle prestazioni) tra l'UPS step-wave (onda quadra parzializzata), del quale condivide la logica di controllo e il circuito di commutazione, e l'UPS sinusoidale a doppia conversione, del quale condivide invece la tecnica realizzativa (PWM) dell' inverter (se questo genera un'onda sinusoidale).

Vediamo di esaminare brevemente i vari blocchi, al fine di comprenderne la struttura.
Lo stadio A è costituito dal filtro di ingresso che riduce le interferenze elettromagnetiche (come ho detto prima), in accordo con le direttive internazionali tese a contenere l'immissione nella rete elettrica (e al tempo stesso l'attenuazione verso gli utilizzatori) di questo tipo di disturbi. Se infatti ci ritroviamo nella rete disturbi ed interferenze

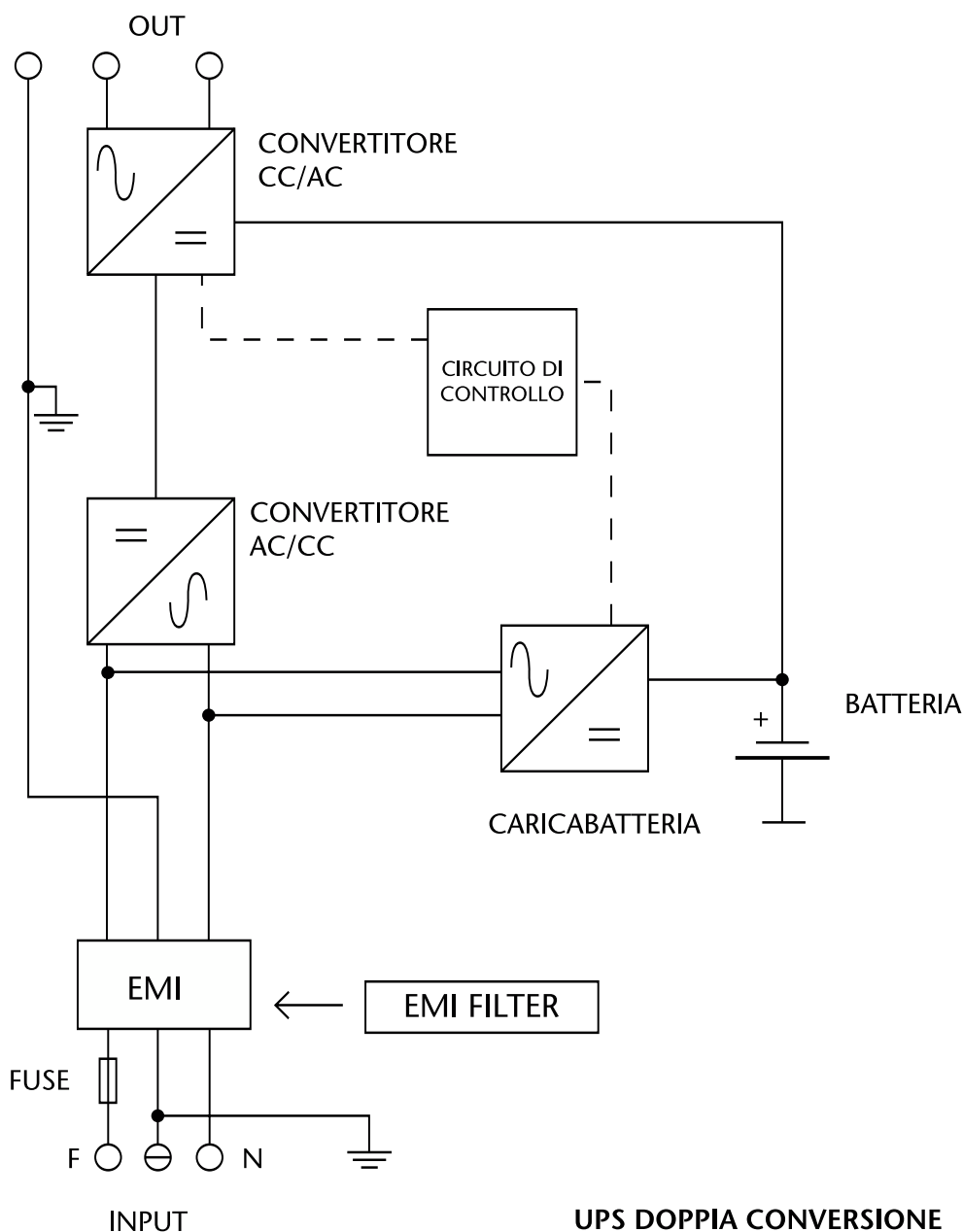



Figura 3 *Schema a blocchi dell'UPS ON-LINE doppia conversione*

(4) Da un'adeguata durata degli impulsi si ottiene di fatto l'eliminazione della terza armonica ed una cospicua riduzione di quelle di ordine superiore. Dato che è poi un'onda simmetrica e senza componente continua vengono annullate quelle di ordine pari. Una adeguata trattazione di questi e altri argomenti relativi è presente nel mio libro "Impiego e funzionamento dei Gruppi di Continuità" edito da Il Rostro Editrice

elettriche ed elettromagnetiche vuol dire che qualcuno le genera e li diffonde.
Lo stadio C è un convertitore CA/CC che serve a generare la tensione e la corrente necessaria alla ricarica e al mantenimento delle batterie

Il blocco B rappresenta il cosiddetto AVR, alias *Automatic voltage regulator*; questo controllo altro non è che uno stabilizzatore a *scatti*, basato su di una tecnica abbastanza semplice che, sfruttando varie prese di un autotrasformatore (commutate da appositi relè o triac ovviamente gestiti da un apposito circuito di controllo), cerca di compensare eventuali abbassamenti di tensione. Ciò evita, nel caso di un forte abbassamento di tensione, l'inserimento dell'inverter inevitabile -in una tale evenienza- per assicurare la continuità di erogazione. Il blocco E invece rappresenta l'inverter vero e proprio che viene realizzato quasi sempre con tecniche tipo PWM.
Vediamo adesso come sono strutturati gli UPS a doppia conversione. La definizione stessa ci informa che avvengono all'interno del circuito due conversioni; il blocco AC-CC opera la prima conversione di potenza dalla corrente alternata della rete elettrica a quella continua ottenuta mediante un ponte di diodi e condensatore di livellamento, secondo la configurazione classica, ai capi del quale si viene a stabilire una tensione di circa 330 volt, che altro non è che il valore di picco della sinusoide di rete.
Il blocco Caricabatteria si occupa della gestione delle batterie realizzata mediante circuiti del tutto simili a quelli visti in precedenza.

Il blocco CC-CA opera la seconda conversione. Per quanto riguarda questo blocco vale in generale quanto detto in precedenza, in relazione agli inverter sinusoidali degli UPS di tipo line-interactive, Un'importante caratteristica che deve possedere il convertitore DC/AC, dal punto di vista del dimensionamento dei componenti e dei radiatori di calore, è quella di dover funzionare a regime continuo e prossimo alla massima potenza senza che si manifestino limiti di dissipazione e di conseguente surriscaldamento delle parti e dei dispositivi interessati. Questo risulta ovvio visto che l'inverter sinusoidale alimenta sempre il carico, sia in presenza che in assenza di rete; da ciò discende il fatto che la frequenza e la tensione di uscita di un UPS on-line non dipendono in alcun modo da quella di rete (in tal caso l'apparecchiatura viene classificata come VFI ovvero Voltage Frequency Indipendent).
Dallo schema a blocchi si evince immediatamente che l'inverter lavora con una tensione di 330 Volt circa; questo consente di adottare, per il primo convertitore, una configurazione molto semplice ed estremamente affidabile, unitamente ad un costo relativamente contenuto. Questa stessa alimenta lo stadio di potenza dell'inverter; questo è molto impor-

LA POTENZA DEGLI UPS

Quando ci si accinge all'acquisto di un UPS le cose più importanti da definire, per una scelta corretta, sono:

- L'autonomia (in minuti) nel caso di black-out.
- Il tipo di UPS più adatto all'impianto locale e agli inconvenienti che si vogliono evitare.
- la potenza necessaria ad alimentare il carico prefissato, considerando anche il fattore di potenza o **cos_** che questo presenta.

Per quanto riguarda il primo punto possiamo dire che l'utente, una volta fissato l'assorbimento delle apparecchiature che intende alimentare (vedi terzo punto), può decidere -in base alle proprie esigenze- l'autonomia; cioè per quanto tempo, con il carico stabilito, l'UPS può funzionare in assenza di rete.

Il secondo punto deve tener conto dello stato e dell'efficienza sia dell'impianto locale che quello esterno, relativo alla distribuzione vera e propria. Per stabilire ciò occorrono dei rilevamenti strumentali e l'utente può solo prenderne atto.
Veniamo al terzo punto; spesso l'utente non ha le idee molto chiare in quanto può solo stimare gli assorbimenti dei carichi che vuole alimentare deducendoli dai dati di targa delle apparecchiature stesse. Queste indicazioni tuttavia possono riguardare gli assorbimenti massimi, le correnti gestibili dai connettori, dagli interruttori, dai fusibili e, molto spesso, sono assolutamente superiori agli assorbimenti reali ed effettivi. Tenendo presente questa situazione i costruttori più fantasiosi hanno coniato termini come "potenza informatica" espressa in VAi e, con questo semplice espediente, hanno potuto magicamente raddoppiare la potenza dichiarata erogabile dai propri UPS; in tal modo un UPS di 150 Watt può essere venduto per un 400 o più watt informatici e può tranquillamente alimentare un computer da 250W nominali (salvo poi scoprire che quel computer assorbe 60/70 Watt con un cos_ prossimo all'unità). Tipicamente l'UPS commerciale di cui sopra è equipaggiato con una batteria da 12V-7A/h la quale, facendosi due conti, dovrebbe erogare 30-40 amper per raggiungere quelle potenze... Siamo seri, mi sembra un fenomeno simile a quello che ha portato a dichiarare potenze strabilianti per i diffusori multimediali dei computer; 100, 200, 300 watt... Una volta aperte si constata che cassettine di plastica di qualità assai discutibile montano altoparlanti da 10 a 13 cm che possono reggere non più di 5-10 watt nel migliore dei casi; potenza musicale, potenza massima, potenza al 20% di distorsione armonica, eccetera... povero signor Watt!
Tornando al dimensionamento dell'UPS, la soluzione più ovvia sarebbe quella di consultare uno specialista e procedere, mediante un apposito tester (con tanto di pinza amperometrica), alla rilevazione dei parametri più significativi come la tensione durante le varie fasi della giornata (per stabilire se ci siano variazioni significative), la corrente efficace, lo sfasamento (**cos_**), e così via. Su dati reali si può ragionare ed indirizzarsi sulla scelta tecnicamente ed economicamente più vantaggiosa.
In conclusione, torniamo a parlare di watt efficaci o RMS, di potenza reale e reattiva (apparente), insomma torniamo ad usare -almeno in questioni tecniche- il buon senso.

---

(5) Negli UPS a doppia conversione, ed in special modo in quelli di potenza medio-alta, vengono utilizzate nel primo stadio AC-CC anche altre configurazioni, che non prevedono l'utilizzo di grossi condensatori ma dalle quali si ottengono gli stessi risultati.

tante poiché, utilizzando configurazioni appropriate, consente l'eliminazione del trasformatore elevatore-isolatore alimentante il carico.

CONSIDERAZIONI FUNZIONALI SUI VARI TIPI DI UPS

Per quanto finora esposto possiamo fare alcune considerazioni sui vari tipi di UPS e, esaminando le varie configurazioni, valutarne a ragion veduta pro e contro.
I tipi off-line hanno l'unico vantaggio di operare in stand-by; ciò significa che, quando la tensione di rete possiede un valore sufficientemente prossimo a quello nominale, l'inverter è spento. La tensione di rete in questo frangente alimenta direttamente il carico, attraversando solo il filtro di rete ed il contatto del relè. Quando invece la tensione di rete si discosta troppo da quella nominale l'inverter deve intervenire per assicurare una tensione di alimentazione del carico accettabile. É facile comprendere come la stabilizzazione operata da questi UPS sia piuttosto scarsa. Dato che normalmente essi alimentano carichi informatici e, quindi, alimentatori di tipo switching (che come sappiamo sono largamente insensibili alle variazioni di tensione d'ingresso) il più delle volte non succede nulla; in più, gli alimentatori più recenti dotati di PFC funzionano con una tensione di bus (cioè la tensione che alimenta il convertitore buck vero e proprio) di circa 400 Volt continui (ottenuti mediante un convertitore boost). Questo consente loro di funzionare con tensioni di rete molto basse (da 110 Vac in su). Per ovviare a questo limite gli UPS off-line sono spesso equipaggiati, come detto in precedenza, con un AVR il quale aumenta il range di stand-by dell'inverter, operando una compensazione della tensione con *scatti* piuttosto grossolani ma che consente di classificarli come V.I. (Voltage indipendent) *line interactive*.
Risulta evidente come questi non possono correggere invece le variazioni di frequenza, dato che l'inverter funziona solo in caso di black-out.
Gli UPS di tipo a doppia conversione on-line funzionano, come abbiamo visto, in un modo differente; l'inverter che li equipaggia è **sempre** in funzione è alimenta direttamente il carico anche in presenza di rete. Questo lo rende totalmente insensibile alle variazioni di tensione di rete e a tutti i disturbi che in essa sono presenti. Ciò è dovuto al fatto che la tensione di rete viene subito trasformata in tensione continua e livellata opportunamente da condensatori di grossa capacità[5]. Dato che l'inverter è sempre on-line, per ragioni di compatibilità con tutti i tipi di carichi, la sua forma d'onda deve essere sinusoidale; è ovvio che non ci sono commutazioni di sorta e che ne la frequenza ne la tensione di uscita risentono delle variazione o dei disturbi di rete. Questo, come detto in precedenza, consente loro di essere classificati come VFI, cioè *voltage-frequency indipendent*.

CONCLUSIONE

Questi ed altri aspetti del funzionamento dei vari tipi di UPS verranno trattati e approfonditi nelle puntate successive; spero che gli argomenti sin qui esposti siano serviti a farsi un'idea di come sono realizzati in generale gli UPS e come orientarsi nell'eventualità di un acquisto. La loro scelta è determinata soprattutto dai disturbi che si vuole eliminare; se la tensione di rete è normalmente attorno al valore nominale di 230V si può utilizzare il tipo *off-line*, che preserva il carico dai black-out. Se la tensione di rete presenza delle variazione lente ma cospicue allora è il caso di adottare il tipo *line interactive*; se invece le variazioni sono veloci e i black-out continui (situazione tipica di ambienti industriali o zone alimentate con linee insufficientemente dimensionate o, ancora, fortemente inquinate da radiofrequenze) allora non resta altro che optare per i tipi *on-line*.

NELLA PROSSIMA PUNTATA

Parleremo della conversione CC-AC dalla teoria alla pratica; affronteremo la realizzazione di un inverter che, oltre a presentare le stesse soluzioni circuitali di un UPS, può essere molto utile e ci consentirà di familiarizzare con questa particolare branca dell'elettronica di potenza.

Codice MIP 250080

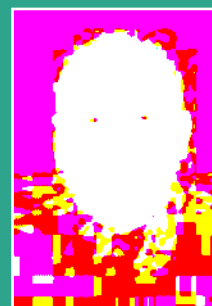
Accendigas a tensione

Circuito a dir poco inusuale, difficilmente pubblicato su riviste del settore ma molto interessante, dal quale potremo attingere molte idee, elaborare, migliorare ed utilizzare per mille applicazioni.

Tutto è iniziato quando un amico, che si interessa di effetti cinematografici professionali, mi chiese se fosse possibile automatizzare l'accensione di un braciere a fiamma tipo olimpico, il tutto doveva accadere quando, per esigenze di scena, fosse entrato il protagonista.
Mi disse, sconsolato che ne aveva provate di tutte, tra cui nascondere un operatore dietro al braciere con un accendino, tentato con candele per auto, ma sempre senza successo.
Pensandoci un poco sopra mi è balzato alla mente che le moderne cucine a gas, le caldaie con fiamma modulante sfruttano ottimi e semplici sistemi di accensione a scarica alimentati a 230V corrente alternata ed ho cercato tra cassonetti e rottami un piano di cottura; ho prelevato la mitica e preziosa scatoletta nera dell'accensione ed è cominciato lo studio…
Agli albori si trattava di un comune cristallo piezoelettrico che sollecitato da una torsione, determinata dal pulsante meccanico, generava una bella scarica, ma questo sistema è ormai soppiantato da un circuito elettronico che emette scariche ripetitive alla pressione di un semplice pulsante.
La scatoletta recuperata fu aperta con grande sorpresa: pochissimi componenti, ridotti davvero all'essenziale. Un diodo, condensatore, resistore limitatore di corrente, trasformatore ed una ampollina di vetro con contatti ai lati, molto simile ad una piccola lampada indicatrice al neon di tipo assiale. Dando corrente e pigiando il pulsante l'ampollina si accendeva a causa di una scarica ritmica e precisa. Il componente inusuale era uno scaricatore a vuoto che controllava la scarica dell'energia immagazzinata in un grosso condensatore poliestere.
Il circuito era poi concepito in modo da emettere scariche ritmiche a circa 0,5 Hz mantenendo premuto il pulsante.
Lo scaricatore ed il condensatore erano richiusi tra loro dal primario del trasformatore alta tensione, che alla sua uscita forniva alcuni Kilovolt con circa 250 V sul primario.
Sembratomi troppo elementare il circuito è stato ottimizzato, un poco migliorato ed è a voi proposto in queste pagine.

SCHEMA ELETTRICO

In figura 1 possiamo osservare lo schema elettrico da me adottato che, a differenza del più semplice che raddrizza la tensione di rete con una sola semionda, utilizza un duplicatore a diodi per caricare il condensatore da 2,2 μF, C4.
Per limitare i consumi e le correnti, l'energia a monte del duplicatore è limitata in corrente dal condensatore C3 che, tramite la sua reattanza, ottimizza, assieme a R1-Z1 ed R2-Z2, l'alimentazione a disposizione di C4.
Il condensatore C3 è calcolato in modo, assieme ai resistori R1 e R2, da caricare lentamente (in circa 1/2 secondo) il condensatore di grande capacità che, con P1 premuto farà innescare la scarica (solo ad un preciso livello di tensione) in SC1.

di rete

di Andrea Marani

C1 e C2 posti sul cavo di terra d'impianto evitano sbilanciamenti sulla rete tali da far intervenire il circuito differenziale salvavita ed allo stesso tempo ottenere sulla carcassa metallica di cucine e caldaie scariche del tutto innocue.
In realtà questo circuito altro non è che un oscillatore a scarica capacitiva la cui frequenza poco e lontana dall'unità di Hertz.
L'utilizzo dello scaricatore al posto del classico diac, SBS e thiristore (SCR), semplifica di molto il circuito al punto di preferire un componente vecchiotto, qual'è lo scaricatore, ai moderni diodi controllati.
Per sopperire a questa vetustà è nato un componente che pari pari può essere sostituito a SC1, si tratta di un diodo *crowbar*, ossia un grosso doppio zener i cui diodi sono posti in antiserie, con i catodi uno opposto all'altro.
In questo modo il componente si comporta come un grosso diac di potenza la cui tensione di breakdown è quella indicata sul componente. Questi grossi semiconduttori possono sopportare correnti impulsive di oltre 50 A qual'è la scarica di un grosso condensatore. Ho notato questo componente massicciamente presente nei circuiti di accensione per lampade a scarica di gas.
Il trasformatore di uscita o innalzatore di tensione è preferibile sia realizzato in ferrite su nucleo a bacchetta, con primario di poche spire ben isolato dal secondario composto di 4+4 rocchetti isolati con induttori posti in serie tra loro
Si avranno quindi due uscite indipendenti in alta tensione con possibilità di utilizzo in serie per incrementare ulteriormente la tensione in uscita.

ISTRUZIONI DI MONTAGGIO

Il piccolo circuito stampato è di tipo classico mono faccia, sarà possibile realizzare, visto l'esiguo numero di componenti, tutto su piastra millefiori stando sempre attenti all'isolamento tra i componenti.
Ricordate di controllare il montaggio e tutti i componenti polarizzati.
Connettete agli ingressi AC indifferentemente la fase o il neutro di rete 230 V ed all'ingresso terra il cavo giallo verde, quindi alle uscite

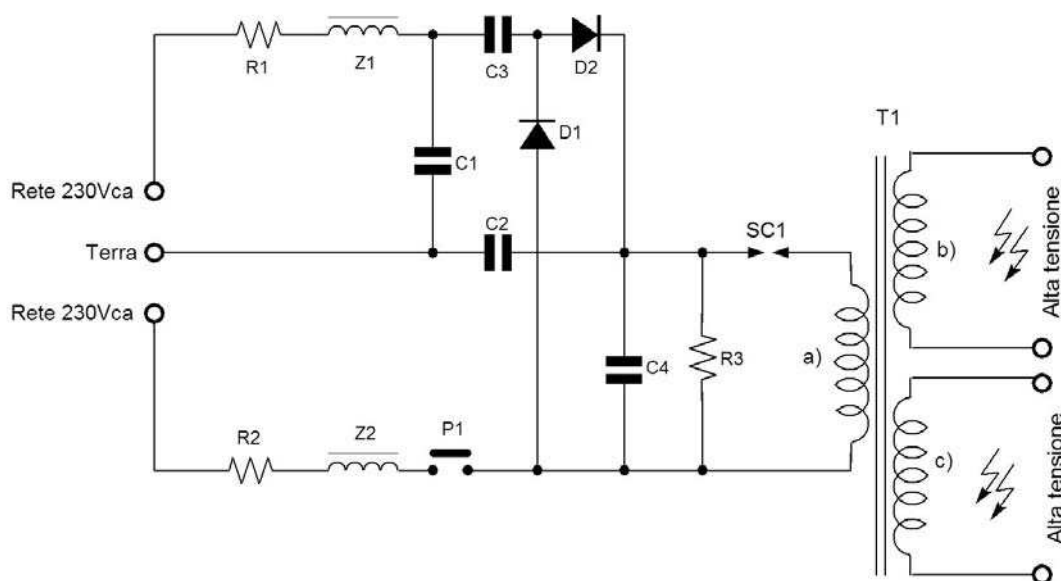



Figura 1 *Schema elettrico*

"B" i due fili del primario di T1.
Se utilizzerete un trasformatore innalzatore per cucine a gas, di caldaie o di recupero, le uscite alta tensione sono connesse a faston o sono presenti cavi alto isolamento, se opterete per l'auto-costruzione mi raccomando di attenervi scrupolosamente alle istruzioni di montaggio del trasformatore.
Per un utilizzo ottimale i capi di ogni induttore di uscita dovranno essere distanti tra loro per avere buona scintilla circa 5 mm.
In questo modo realizzando uno spinterometro in aria eviteremo fastidiose scariche all'interno del trasformatore e a spasso per il circuito.

Figura 2 Circuito stampato in scala 1:1 (lato rame)

Figura 3 Piano di montaggio

Elenco componenti	
Sigla	**Valore**
R1, R2	22 KΩ 1\4 W 5%
R3	1 MΩ 1\4 W 5%
C1, C2	2,7 nF 600 V ceramico
C3	100 nF 250 V poliestere
C4	2,2 μF 600V poliestere
D1, D2	1N4007
SC1	Scaricatore a vuoto 350 V
Z1, Z2	22 mH
T1	Trasformatore per scintillatori alta tensione (per auto-costruzione vedere testo)

COLLAUDO DEL CIRCUITO

Il collaudo è cosa semplice, basterà alimentare il circuito, dopo aver avvicinato i capi degli induttori in uscita come da foto, quindi premete P1 e subito SC1 si accenderà di scariche ritmiche, ad ogni scarica su SC1 corrisponderà una scarica in aria in uscita.
Le connessioni di rete e per il pulsante dovranno essere realizzate con cavo per medie tensioni antifiamma mentre i cavi tra uscite ed utilizzatore, ad esempio candelette tipo bruciatori o cucine a gas, con cavo per altissima tensione in *stiroflex* morbido.

REALIZZAZIONE DEL TRASFORMATORE INNALZATORE DI TENSIONE

Premesso che potremo utilizzare per T1 un trasformatore innalzatore per accenditori di caldaie, cucine a gas o bobine d'accensione per automobile, infine trasformatori EHT per televisori colore.
Se opterete per l'auto-costruzione dovrete reperire una bacchetta in ferrite 3C8 lunga circa 8 cm ed avvolgerete su di essa uno strato di nastro isolante telato, quindi avvolgete sopra ad esso un induttore di 8-10 spire di filo da 1 mm smaltato ben spaziato nelle spire.
Ora prendete otto rocchetti in plastica per cerotti, rimpicciolitene i bordi ed avvolgete circa 120 spire di filo da 0,15 mm di diametro doppio isolamento, smaltato per alta tensione, sul primo rocchetto poi passerete isolando il passaggio al secondo, poi via via fino al quarto dove preleverete l'altro capo dell'avvolgimento. Fate la stessa cosa per l'altro induttore.
Posate tutto per bene in una scatoletta plastica con fondo, fate uscire le connessioni ben distin-

Figura 4 Il prototipo dell'accenditore

te tra loro ed isolate quindi utilizzando resina per alta tensione. Il gioco è fatto.

Figura 5 Accendigas particolare trasformatore alta tensione

Figura 6 Spinterometro utilizzato per le prove di laboratorio

CONCLUSIONI

Nel prototipo da me realizzato, per accendere il braciere ho posto il circuito sotto il braciere e con due coppie di cavi rossi per EHT sono giunto vicino all'ugello del gas. Gli spinterometri sono stati realizzati con chiodi in acciaio vicini ma distanziati tra loro circa 7 mm e isolati dalla carcassa tramite candelette in porcellana, reperibili presso rivenditori di ricambi per cucine a gas.

Per accendere il focolare bastano circa 3 secondi di scariche.

Un secondo prototipo è stato realizzato per effettuare prove di isolamento in componenti passivi quali resistori e isolatori. In questo caso non è previsto lo spinterometro.

Per prove di laboratorio ho utilizzato uno spinterometro autocostruito come visibile nella figura 6.

Buon divertimento a tutti.

Codice MIP 250088

L'amplificatore operazionale dalla A alla Z

I circuiti comparatori fra le varie applicazioni, trovano ampio impiego nei sistemi di interfaccia. Il circuito integrato che si presta egregiamente per questi, e per altri fini, è l'amplificatore operazione sia nella versione classica che nella versione appositamente realizzata per la funzione di comparazione.

13.1 GENERALITÀ. RIVELATORE DEL PASSAGGIO PER LO ZERO

Il comparatore è un circuito che pone a confronto la tensione presente su un ingresso dell'amplificatore operazionale con una tensione nota che, applicata all'altro ingresso, è definita tensione di riferimento V_{ref}.
Si consideri, per esempio, il circuito di cui alla figura 13.1 nel quale i due ingressi dell'operazionale sono uno a massa e l'altro connesso a un generatore di segnale. In questo caso la tensione di riferimento V_{ref} è eguale a zero.
La configurazione, essendo l'amplificatore operazionale privo di qualsiasi rete di reazione, è open loop, ossia ad anello aperto. Pertanto un qualsiasi segnale applicato all'input non invertente porterà l'uscita al livello di saturazione. In particolare, applicando un segnale V_i, per esempio sinusoidale, ad ogni passaggio di questo per lo zero, il segnale V_o di uscita commuta fra $+V_{sat}$ (pari all'incirca a $+V_{CC}$ = +15 V) e $-V_{sat}$ (pari all'incirca a V_{EE}=–15 V). Ciò è evidente nella figura 13.2 dove, indicato il livello zero della tensione di riferimento, si vede chiaramente come ogniqualvolta la tensione di ingresso passa per lo zero, la tensione di uscita si porta da $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$ e viceversa. Da qui la definizione di *zero crossing detector*, ossia rivelatore del passaggio per lo zero, attribuita al circuito.

Più in particolare, quando il segnale di ingresso passa per lo zero nel suo fronte discendente, l'ingresso (+) dell'operazionale diviene negativo rispetto all'ingresso (–) che è a livello 0 V (V_{ref} = 0 V), e l'uscita, essendo la configurazione non invertente, si porta a $-V_{sat}$. Viceversa, quando il segnale di ingresso passa per lo zero nel suo fronte ascendente, l'ingresso (+) dell'operazionale diviene positivo rispetto all'ingresso (–) e l'uscita si porta a $+V_{sat}$.
Se invece si applica il segnale V_i all'ingresso invertente (*zero crossing detector* invertente) e si pone quindi a massa l'input non invertente, si

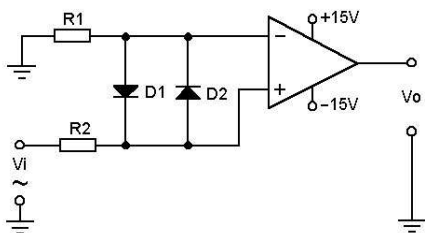



Figura 13.1 *Rivelatore del passaggio per lo zero della tensione di ingresso V_i*

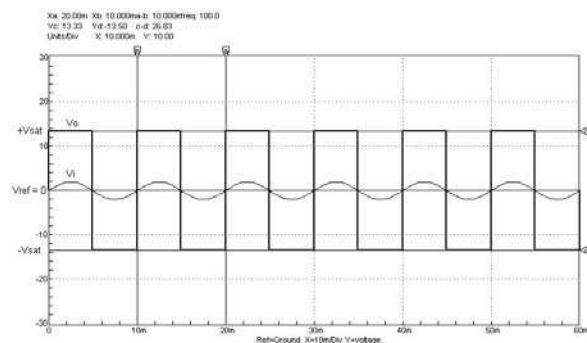
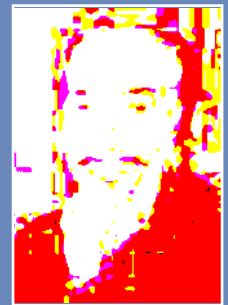



Figura 13.2 *Andamento della tensione di uscita V_o nel rivelatore di passaggio per lo zero di cui alla figura 13.1. Si noti come la V_o passi da $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$ e viceversa, ad ogni passaggio della V_i per lo zero.*

L'operazionale comparatore (parte I)

di Nico Grilloni

ha il diagramma di cui alla figura 13.3. Più in particolare quando il segnale V_i nel suo fronte di discesa passa per lo zero, l'input invertente diviene negativo rispetto all'input non invertente ($V_{ref} = 0$) e per la rotazione di fase della configurazione invertente si ha in uscita il passaggio a $+V_{sat}$. Quando, viceversa, il segnale V_i nel suo fronte ascendente passa e appena supera lo zero, l'input invertente diviene positivo rispetto al non invertente e l'uscita, sempre per la rotazione di fase della configurazione, si porta a $-V_{sat}$. In pratica l'unica differenza fra i rivelatori di zero non invertente e invertente è nella fase. Nel primo l'uscita è in fase con l'ingresso, mentre nel secondo è in opposizione.

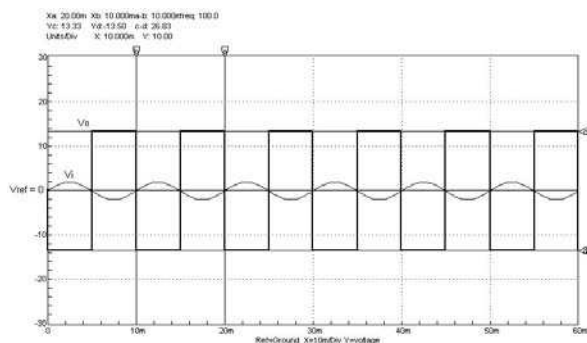



Figura 13.3 *Andamento della tensione di uscita V_o nel rivelatore di passaggio per lo zero di cui alla figura 13.1, ma dopo aver posto a massa l'input (+) e applicato il segnale sinusoidale all'input (–).*

La distanza fra i marker orizzontali fornisce l'ampiezza dell'escursione della V_o che è di circa 3 V inferiore a $[V_{CC} - (-V_{EE})]$ con $V_{CC} = V_{EE} = |15\ V|$. Si legge infatti $(c - d) = 26{,}83$ V.

I due diodi D_1 e D_2, definiti diodi clamping, limitano il segnale in input al fine di evitare che tensioni elevate si presentino sugli ingressi dell'op-amp, mentre le resistenze R_1 e R_2 limitano la corrente nei diodi e, se dello stesso valore, portano a una contrazione dell'errore dovuto alla tensione di offset.

13.2 IL CIRCUITO COMPARATORE

Il circuito della figura 13.4 è il classico comparatore il cui comportamento è simile al rivelatore di zero. Si può notare infatti, che la configurazione è pressoché identica. L'unica differenza risiede nella tensione di riferimento il cui valore è ora diverso da zero. Il pin invertente è infatti a +2V rispetto al livello di massa. Pilotando quindi l'ingresso non invertente con un segnale

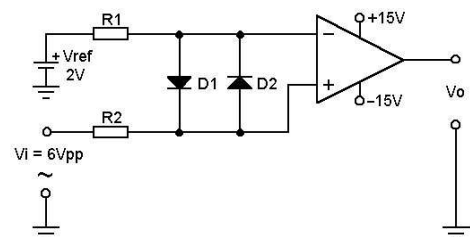



Figura 13.4 *Circuito comparatore con operazionale.*

Figura 13.5 *Con riferimento al comparatore di cui alla figura 13.4, si vede come ogniqualvolta la tensione V_i di ingresso passa per il livello V_{ref} della tensione di riferimento, la tensione V_o di uscita commuta da $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$ e viceversa.*

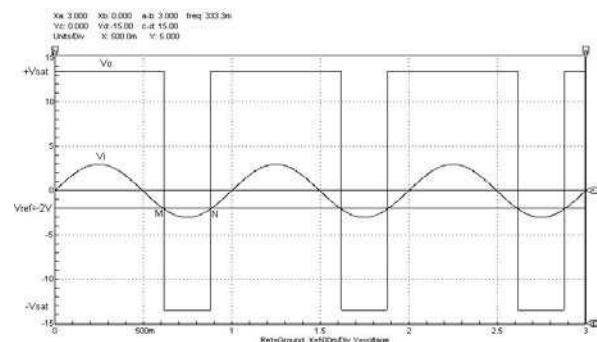



Figura 13.6 *Andamento della tensione di uscita V_o se la tensione di riferimento nel comparatore di cui alla figura 13.4 è negativa.*

sinusoidale V_i di 6 V da picco a picco, si ha che fino a quando la tensione V_i è inferiore a $V_{ref} = 2$ V, l'uscita rimane a $-V_{sat}$. Non appena il segnale di ingresso, nel suo fronte ascendente, passa per il livello 2 V – punto *M* nella figura 13.5 – l'uscita commuta e si porta a $+V_{sat}$.
Questa condizione permane fino a quando il segnale V_i nel suo fronte discendente non si porta al livello della tensione di riferimento (punto *N*). A tal punto l'uscita commuta da $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$, e a $-V_{sat}$ permane fino a quando il segnale d'ingresso V_i non torna al valore della tensione di riferimento V_{ref}.

In termini semplici la tensione di uscita si porta a $+V_{sat}$ non appena V_i supera appena la V_{ref}, mentre si porta a $-V_{sat}$ non appena V_i si porta appena al di sotto della V_{ref}.
Nella figura 13.5 sono riportate la tensione V_i di ingresso, la tensione V_o di uscita e la tensione V_{ref} di riferimento.

Il diagramma della figura 13.6 fa riferimento allo stesso comparatore nel quale però la tensione di riferimento, sempre applicata all'ingresso invertente, è negativa.

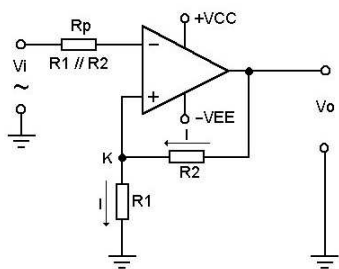



Figura 13.7 *Trigger di Schmitt. La tensione di riferimento [V_{ref} sull'input (+)] dipende dal valore attribuito alle resistenze R_1 e R_2.*

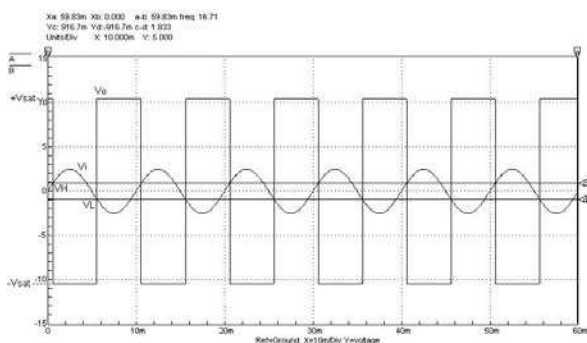



Figura 13.8 *Andamento del segnale V_o in uscita dal trigger di Schmitt della figura 13.7. Si noti come la commutazione fra i due valori della tensione di saturazione $+V_{sat}$ e $-V_{sat}$, si verifichi per due distinti valori di soglia V_H e V_L, e non al passaggio per il livello zero del segnale di ingresso.*

Si constata che l'uscita si mantiene a livello $+V_{sat}$ fino a quando il segnale di ingresso non si porta, nel suo fronte discendente, al valore della tensione di riferimento (–2 V, punto *M*).
A questo punto diventa prevalente in valore assoluto il segnale V_i (ora negativo) che, essendo applicato all'input non invertente, determina la commutazione dell'uscita da $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$. L'uscita permane a questo livello fino al punto *N*, ossia fino a quando $V_i < V_{ref}$.
A questo punto V_i, nel suo fronte ascendente, si appresta a divenire maggiore, in valore assoluto, della V_{ref} e quindi l'uscita commuta da $-V_{sat}$ a $+V_{sat}$.
Pertanto, l'andamento della forma d'onda in uscita, essendo noto il segnale di riferimento, consente la conoscenza del livello del segnale di ingresso.
Analogo il comportamento del comparatore invertente nel quale il segnale V_i è applicato all'input (–), mentre la tensione di riferimento V_{ref} è applicata all'input (+).

13.3 IL TRIGGER DI SCHMITT INVERTENTE

È un circuito che trova ampia utilizzazione come rivelatore di livello e nell'interfaccia di segnali lentamente variabili con i circuiti logici che devono essere comandati con segnali dai fronti di saliti e discesa ripidi, pressoché verticali.
La caratteristica del trigger di Schmitt è infatti, quella di convertire un segnale a forma d'onda anche irregolare e anche di bassissima frequenza, in un segnale a onda quadra della stessa frequenza la cui ampiezza dipende solo dal valore attribuito alla tensione di alimentazione dell'operazionale.

Nello schema di base del trigger invertente riportato nella figura 13.7 si vede che una parte della tensione di uscita è riportata per via resistiva all'ingresso non invertente determinando, per definizione, una reazione positiva.
Il segnale da "squadrare" è applicato all'ingresso invertente, mentre la tensione di riferimento, ossia la tensione sull'ingresso non invertente, dipende dal valore attribuito alle resistenze R_1 e R_2 e dal valore della tensione di saturazione $+V_{sat}$. È infatti:

$$V_{ref} = V_{R1} = (+V_{sat} \cdot R_1) / (R_1 + R_2) \quad [13.1]$$

PESCARA

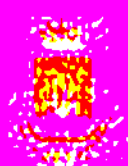
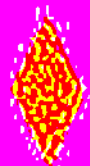
SILVI MARINA (TE) - FIERA ADRIATICA
S.S. 16 (Nazionale Adriatica) - Km. 432

3ª FIERA MERCATO
DELL'ELETTRONICA

RADIOAMATORE
COMPUTER
INTERNET
TELEFONIA
ANTENNE
TV SAT
EDITORIA

22 - 23 APRILE 2006

SABATO 9:15 - 19:00 / DOMENICA 9:00 - 19:00
AMPIO PARCHEGGIO E SERVIZIO NAVETTA GRATUITI
RISTORANTE - SELF SERVICE INTERNO

con il patrocinio di

Provincia di Pescara

Comune di Silvi
Sezioni ARI di Chieti e Pescara
2006 Primavera

Codice MIP 250095

Ponendo, per esempio, $R_2 = 10$ kΩ e $R_1 = 1$ kΩ (e quindi $R_p = 10$ kΩ//1 kΩ, sempre e solo per questioni di offset) e pilotando l'ingresso invertente con un segnale sinusoidale, si ottiene in simulazione il diagramma della figura 13.8.
In questo si nota subito che la commutazione fra i valori della tensione di saturazione $+V_{sat}$ e $-V_{sat}$ dell'uscita V_o, non si ha al passaggio per lo zero del segnale di ingresso V_i, bensì quando quest'ultimo passa per due distinti valori di tensione, detti tensione di soglia superiore V_H e tensione di soglia inferiore V_L.
L'analisi del funzionamento, tenendo conto che il trigger è alimentato a ±12 V e che quindi la tensione $|V_{sat}|$ è eguale a circa 10 V, può avere inizio dall'istante $t = 0$ in cui $V_i = 0$ e V_{ref}, in base alla [13.1], vale circa 900 mV. Con $V_i = 0$ e $V_{ref} = 0{,}9$ V, essendo prevalente la tensione sull'ingresso non invertente, l'uscita sarà a $+V_{sat}$.
Non appena, nel suo fronte ascendente, la V_i raggiunge e appena supera il valore della tensione di soglia V_H, diviene prevalente la tensione sull'ingresso invertente e quindi l'uscita deve necessariamente commutare da $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$.
Questa condizione permane fino a quando, nel suo fronte discendente, la tensione V_i giunge al livello della tensione di soglia inferiore V_L. In questo istante torna ad essere prevalente la tensione sull'input non invertente e quindi l'uscita si riporta a $+V_{sat}$.
Più in generale: la tensione di uscita commuta fra i due valori di saturazione quando la tensione di ingresso raggiunge due ben definiti valori che sono V_H e V_L. Per queste due tensioni si hanno le espressioni:

$$V_H = (+V_{sat} \cdot R_1) / (R_1 + R_2) \quad [13.2]$$

che non può che coincidere con la [13.1] e:

$$V_L = (-V_{sat} \cdot R_1) / (R_1 + R_2) \quad [13.3]$$

Confrontando le ultime due espressioni si vede che per il trigger di cui alla figura 13.7, le tensioni di soglia sono eguali e di segno opposto.
Si definisce tensione di isteresi del trigger di Schmitt la differenza:

$$V_H - V_L = (2\, V_{sat} \cdot R_1) / (R_1 + R_2) \quad [13.4]$$

La figura 13.9 riporta la caratteristica di trasferimento, ossia la relazione fra ingresso e uscita del trigger.
Seguendo il percorso indicato dalle frecce a partire dal punto in alto a sinistra, seguendo cioè l'incremento della tensione V_i di ingresso, si vede che l'uscita permane a livello $+V_{sat}$ fino a quando la V_i non giunge al valore di soglia V_H.
A questo punto si ha la rapida commutazione dell'uscita da $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$. Seguendo sempre le frecce, si vede che l'uscita rimane in questa condizione fino a quando il decremento della V_i non giunge al valore di soglia inferiore V_L al quale si ha la rapida commutazione dell'uscita da $-V_{sat}$ a $+V_{sat}$.
Nello stesso diagramma di isteresi si vede come le due tensioni di soglia V_H e V_L siano eguali e simmetriche rispetto allo zero.

Se, come spesso accade nella pratica, si vuole realizzare un trigger di Schmitt le cui tensioni di soglia siano centrate rispetto ad un valore diverso da zero, si pone l'ingresso non invertente del trigger, tramite la resistenza R_1 a un potenziale positivo (o negativo), sempre rispetto a massa, così come mostra la figura 13.10 dove la batteria V_b fissa la tensione di riferimento V_{ref}.
Il funzionamento non cambia ma si ha uno spostamento verso l'alto (o verso il basso) delle tensioni di soglia: se la tensione di riferimento è positiva rispetto a massa si ha la commutazione da $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$ per un valore più alto della V_i (ossia più positivo della V_H), e da $-V_{sat}$ a $+V_{sat}$ per un valore meno negativo della V_i (ossia meno negativo

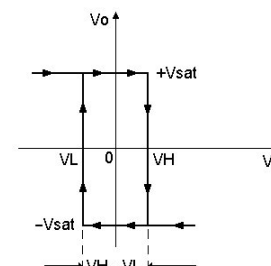



Figura 13.9 *Caratteristica di trasferimento del trigger di Schmitt.ù*

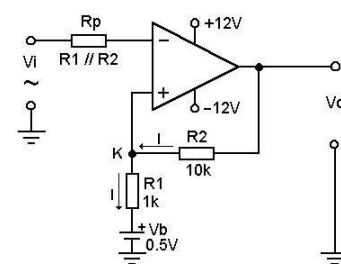



Figura 13.10 *Trigger di Schmitt nel quale la tensione di riferimento è determinata dalla tensione V_b.*

della V_L). Avviene il viceversa se la tensione V_{ref} è negativa rispetto a massa.
Per ricavare le espressioni delle tensioni di soglia è sufficiente considerare che la resistenza R_2 di reazione riporta all'ingresso non invertente una quota parte della tensione di uscita che va ad aggiungersi alla tensione di riferimento.
Quest'ultima subirà quindi un incremento:

$$\Delta V_{ref} = (V_{sat} - V_{ref}) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Pertanto la tensione di soglia superiore V_H assume l'espressione:

$$V_H = V_{ref} + \Delta V_{ref} = V_{ref} + (V_{sat} - V_{ref}) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \qquad [13.5]$$

che si può porre nella forma:

$$V_H = \frac{(+V_{sat} \cdot R_1) + (V_{ref} \cdot R_2)}{R_1 + R_2} \qquad [13.6]$$

Quando la tensione di ingresso, nel suo fronte di salita passa per il valore V_H, la tensione di uscita commuta da $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$. Pertanto, in questa condizione, l'incremento della tensione di riferimento assume l'espressione:

$$\Delta V_{ref} = (-V_{sat} - V_{ref}) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

La tensione di soglia inferiore V_L avrà quindi l'espressione:

$$V_L = V_{ref} + \Delta V_{ref} = V_{ref} + (-V_{sat} - V_{ref}) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \qquad [13.7]$$

che si può porre nella forma:

$$V_L = \frac{(-V_{sat} \cdot R_1) + (V_{ref} \cdot R_2)}{R_1 + R_2} \qquad [13.8]$$

Quando la tensione di ingresso, nel suo fronte discendente passa per il valore V_L, la tensione di uscita commuta da $-V_{sat}$ a $+V_{sat}$.
Considerando a questo proposito il trigger riportato nella figura 13.10 dove in serie alla resistenza R_1 da 1 kΩ si è posta una tensione positiva di 0,5 V, per un'alimentazione duale del circuito di ±12 V, a cui corrisponde una tensione di saturazione di 10,4 V (in simulazione), dalle espressioni [13.6] e [13.8] si ricava:

$$V_H = \frac{(1000 \times 10{,}4) + (0{,}5 \times 10000)}{1000 + 10000} = 1{,}4 \text{ V}$$

$$V_L = \frac{(-10{,}4 \times 1000) + (0{,}5 \times 10000)}{1000 + 10000} = -490 \text{ mV}$$

Per il circuito di cui alla figura 13.10, si è ricavato in simulazione il diagramma della figura 13.11 nel quale si vede che i valori delle due tensioni di soglia V_H e V_L sono pressoché eguali a quelli su calcolati. L'ordinata Yc = 1,417 V indica, infatti, il valore della V_H, mentre l'ordinata Yd = – 500 mV indica il valore della V_L.
Per il dimensionamento del trigger di Schmitt con amplificatore operazionale è sufficiente imporre $R_2 >> R_1$ e $R_p = R_1 // R_2$. Poiché dalle due resistenze R_1 e R_2 dipendono sia la V_H che la V_L, si può a priori attribuire un certo valore alla R_2 (10 kΩ ÷ 100 kΩ) e quindi, fissata l'entità dell'isteresi, ossia i valori della V_H e della V_L, calcolare la R_1 tramite la [13.2] dalla quale, quindi, si ricava l'espressione:

$$R_1 = V_H \cdot \frac{R_2}{+V_{sat} - V_H} \qquad [13.9]$$

Figura 13.11 *Tensioni di ingresso (V_i), di uscita (V_o) e di soglia (V_H e V_L) nel trigger di Schmitt di cui alla figura*

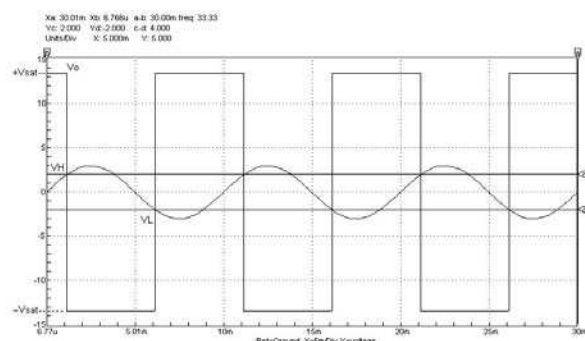



Figura 13.12 *Tensione di uscita (Vo), di ingresso (Vi), e tensioni di soglia (VH e VL) nel trigger di Schmitt dimensionato all'esempio 13.1.*

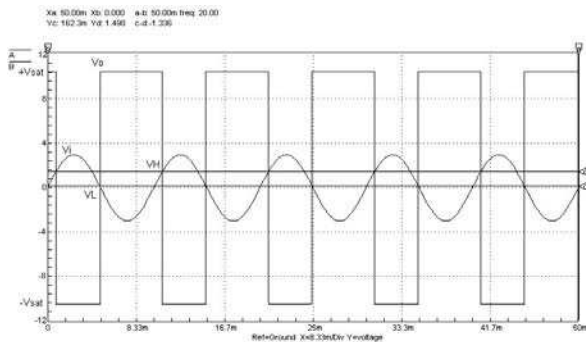



Figura 13.13 Andamento delle tensioni di ingresso e di uscita nel trigger di Schmitt di cui all'esempio 13.2 con l'evidenziazione delle tensioni di soglia.

Esempio 13.1

Utilizzando l'operazionale LF353 alimentato con ±15 V, si dimensioni un trigger di Schmitt del tipo di figura 13.7 per una tensione di soglia superiore V_H = 2 V.

Soluzione

Si attribuisce alla resistenza R_2 il valore, per esempio, di 47 kΩ.
Si applica quindi la [13.9] per ricavare il valore della resistenza R_1 tenendo presente che la tensione di saturazione dell'op-amp è di circa 13,4 V. Si ha:
R_1 = (2 x 47000)/(13,4 – 2) = 8245,6 Ω ⇒
R_1 = 8,2 kΩ

Alla resistenza R_p si attribuirà il valore di 6,8 kΩ che è circa il valore del parallelo $R_1//R_2$.
La figura 13.12 riporta le tensioni nel trigger qui dimensionato.
L'ordinata *Yc* = 2 V indica il valore della tensione di soglia V_H, mentre l'ordinata *Yd* = –2 V indica il valore della tensione di soglia inferiore V_L (eguale e di segno opposto alla V_H).

Esempio 13.2

Dimensionare un trigger di Schmitt del tipo di figura 13.10 avente una tensione di soglia superiore V_H = 1,5 V. Determinare altresì il valore della tensione di soglia inferiore V_L. Il circuito è alimentato con ±12 V.

Soluzione

Per prima si determina il valore da attribuire alla tensione V_{ref}. Dalla [13.5]:

$$V_{ref}=\frac{V_H(R_1+R_2)-(V_{sat}\cdot R_1)}{R_2}$$

ponendo sempre $R_2>>R_1$, ossia ponendo, per esempio, R_1 = 1,5 kΩ e R_2 =22 kΩ, e tenendo conto che la tensione di saturazione $+V_{sat}$ per un'alimentazione duale di ±12 V è di 10,48 V, si ricava:

$$V_{ref}=\frac{1,5x(1500+22000)-(10,48x1500)}{22000}=0,887\ V$$

Nota la V_{ref} = 0,887 V, ossia noto il valore da attribuire alla batteria V_b nel circuito della figura 13.10, tramite la [13.8] si calcola il valore della tensione di soglia inferiore V_L. Si ottiene:

$$V_L=\frac{(-10,48x1500)+(0,887x22000)}{1500+22000}=0,161\ V$$

Alla resistenza R_p si potrà attribuire il valore di 1,5 kΩ che, con buona approssimazione, è pari al parallelo $R_1//R_2$.
La figura 13.13 riporta l'andamento della tensione V_i di ingresso e della tensione V_o di uscita e mostra altresì i valori delle tensioni di soglia. L'ordinata *Yd* = 1,498 V indica, infatti, la tensione di soglia V_H che, con ottima approssimazione, è eguale a quella richiesta (1,5 V), mentre l'ordinata *Yc* = 162,3 mV indica la tensione di soglia inferiore V_L. Anche questo valore è praticamente eguale a quello su calcolato (161 mV).

13.2.1 Il trigger di Schmitt non invertente

La figura 13.14 riporta la versione non invertente del trigger di Schmitt. Il segnale è infatti

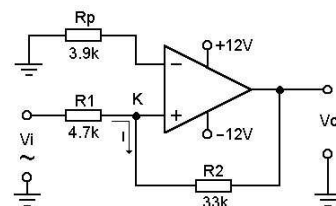



Figura 13.14 Trigger di Schmitt non invertente.

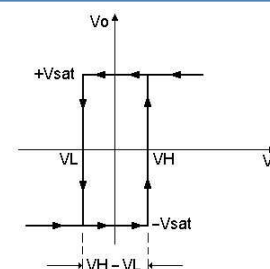



Figura 13.15 Caratteristica di trasferimento del trigger di Schmitt non invertente di cui alla figura 13.14.

applicato all'ingresso (+) dell'operazionale, mentre l'ingresso invertente è portato a potenziale di massa dalla resistenza $R_p = R_1//R_2$.

Questa configurazione del trigger, al pari di quella riportata nella figura 13.7, non ha bisogno di una separata tensione di riferimento anche se, ove fosse opportuno, la si potrà applicare, come si vedrà, all'ingresso invertente.
La configurazione non invertente del trigger è comunque molto utilizzata anche perché può essere realizzata con operazionali privi di protezione sugli ingressi.
Il funzionamento del trigger di cui alla figura 13.14 si può meglio comprendere seguendo le frecce nella caratteristica di trasferimento della figura 13.15 il cui verso di percorrenza, contrariamente alla caratteristica del trigger invertente, è adesso antiorario.

Si può iniziare dall'angolo a sinistra in basso dove la tensione di ingresso V_i è al suo massimo valore negativo e l'uscita è a $-V_{sat}$.
A partite da questo punto la tensione di ingresso V_i aumenta (si seguano le frecce orizzontali) e non appena la tensione sull'ingresso non invertente (punto K) giunge al valore $V_{ref} = 0$ rappresentativo della tensione di riferimento sul pin invertente, si ha la rapida commutazione dell'uscita da $-V_{sat}$ a $+V_{sat}$.

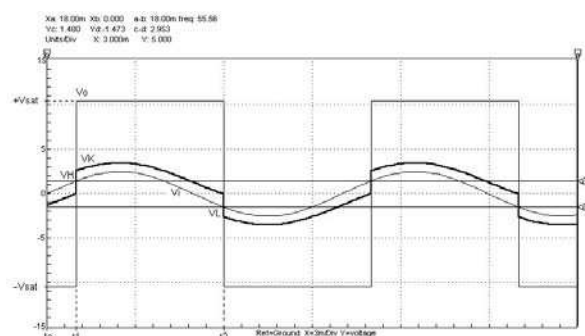
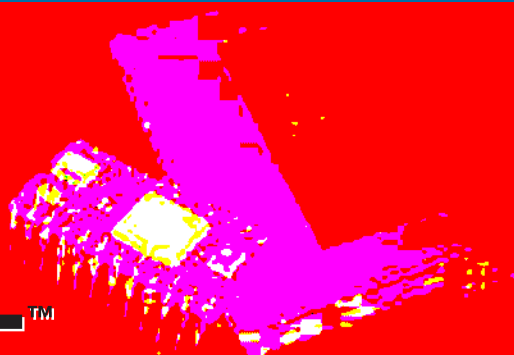



Figura 13.16 *Il diagramma, oltre all'andamento delle tensioni di ingresso, di uscita e della tensione V_K al punto K, evidenzia le tensioni di soglia superiore e inferiore del trigger di cui all'esempio 13.3*

La tensione V_i – frecce che dall'angolo destro in alto vanno verso sinistra – adesso decresce e non appena la tensione sull'ingresso non invertente (punto K) giunge nuovamente al valore $V_{ref} = 0$, si ha la rapida commutazione dell'uscita da $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$.
Le espressioni per il calcolo delle tensioni di soglia superiore e inferiore sono:

$$V_H = +V_{sat}\,(R_1/R_2) \qquad [13.10]$$

$$V_L = -V_{sat}\,(R_1/R_2) \qquad [13.11]$$

Da queste si vede che, in tal caso, è sempre $|V_H|=|V_L|$.

Esempio 12.3

Dimensionare il trigger di Schmitt della figura 13.14 per una tensione di soglia superiore V_H = 1,5 V. Il circuito è alimentato con ±12 V. Calcolare il valore della tensione di soglia inferiore V_L.

Soluzione
Si può attribuire alla R_2 un qualsiasi valore compreso fra 10 kΩ e 100 kΩ. Ponendo R_2 = 33 kΩ, dalla [13.10] si ricava R_1 per V_H = 1,5 V, e tenendo presente che $|V_{sat}|$, per un'alimentazione di ±12 V, è di 10,48 V. Si ha pertanto:
$R_1 = (33000 \times 1{,}5)/10{,}48 = 4723\ \Omega \Rightarrow R_1 = 4{,}7\ k\Omega$

Tramite la [13.11] si ricava quindi il valore della tensione di soglia inferiore V_L:
$V_L = (-10{,}48 \times 4700)/33000 = 1{,}49$ V

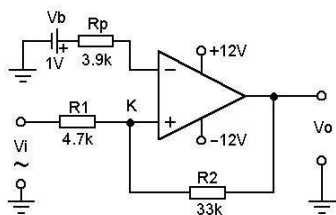



Figura 13.17 Trigger di Schmitt non invertente con tensione di riferimento diversa da zero.

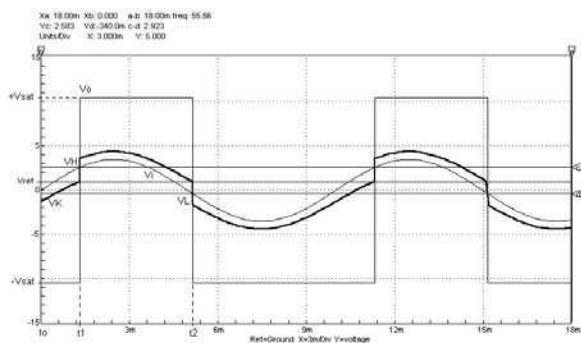



Figura 13.18 Il diagramma, oltre all'andamento delle tensioni di ingresso, di uscita e della tensione V_K al punto K, evidenzia le tensioni di soglia superiore e inferiore del trigger di cui alla figura 13.7

La figura 13.16 espone quindi, oltre all'andamento delle forme d'onda in ingresso e in uscita, i valori di soglia del trigger qui dimensionato. L'ordinata Yc = 1,48 V indica, infatti, il valore della tensione di soglia superiore V_H il cui valore è pressoché corrispondente a quello voluto, mentre l'ordinata Yd = –1,473 V indica il valore della tensione di soglia inferiore V_L.

Si consideri adesso il trigger non invertente della figura 13.17 che differisce dal trigger della figura 13.14 solo per la tensione di riferimento $V_{ref} = V_b$ diversa da zero applicata all'ingresso invertente. In questo caso le espressioni utili al calcolo delle due tensioni di soglia sono:

$$V_H = \frac{(V_{sat} \cdot R_1) + V_{ref}(R_1+R_2)}{R_2} \qquad [13.12]$$

$$V_L = \frac{V_{ref}(R_1+R_2) - (V_{sat} \cdot R_1)}{R_2} \qquad [13.13]$$

Supponendo di alimentare il circuito a ±12 V, per cui si ha $|V_{sat}|$ = 10,48 V, per il trigger di cui alla figura 13.17 nel quale è $V_{ref} = V_b$ = 1 V si ha quindi:

$$V_H = \frac{(10{,}48 \times 4700) + 1 \times (4700+33000)}{33000} = 2{,}63\ \text{V}$$

$$V_L = \frac{1 \times (4700+33000) - (10{,}48 \times 4700)}{33000} = 0{,}350\ \text{V}$$

Il diagramma della figura 13.18, ricavato in simulazione, espone le forme d'onda di ingresso V_i, e di uscita V_o, ed evidenzia, attraverso la posizione dei marker orizzontali c e d le due tensioni di soglia. È infatti, Yc = 2,583 V e Yd = –340 mV.
Questi valori di V_H e V_L sono pressoché coincidenti con i valori su calcolati.

Codice MIP 250092

Le Wireless Lan 802.11x

Dopo aver discusso i principi fondamentali di funzionamento delle reti senza fili, ci interessiamo alle metodologie per garantire la sicurezza, a partire dal WPA fino ad arrivare a delineare gli ultimissimi accorgimenti con lo standard 802.11i, ultimo nato degli standard 802.11x, detto anche WPA2.

L'ultimo standard circa le reti wireless 802.11i, definito in seno all'IEEE (Institute of Electrical & Electronics Engineers) specifica ad oggi la migliore protezione per le reti wireless. L'802.11i, conosciuto anche come WPA2, ratificato il 24 Giugno 2004, risolve molti dei punti deboli dello standard 802.11 in termini di protezione. In precedenza in attesa della ratifica del nuovo standard IEEE 802.11i, i fornitori di prodotti wireless hanno concordato l'adozione di uno standard provvisorio interoperabile denominato Wi-Fi Protected Access (WPA). Ci occupiamo quindi di sottolineare le caratteristiche e gli elementi essenziali dell'evoluzione di tali reti dal punto di vista della sicurezza partendo dal vecchio WEP, ampiamente approfondito negli scorsi articoli, passando al WPA, per arrivare infine al WPA2.

DA WEP A WPA

Il sistema WPA utilizza meccanismi del futuro standard 802.11i, sia per la protezione dei dati, sia per il processo di autenticazione degli utenti.

Cerchiamo di schematizzare quali sono i meccanismi ritoccati nel passaggio da WEP a WPA:

- **Autenticazione WPA**: WPA richiede che l'autenticazione sia basata su 802.1x e EAP, mentre nello standard 802.11, l'autenticazione 802.1x era facoltativa. Per gli ambienti privi di infrastruttura RADIUS (Remote Authentication Dial-In User Service), WPA supporta l'utilizzo di una chiave precondivisa. Per gli ambienti dotati di infrastruttura RADIUS, sono supportati il protocollo EAP (Extensible Authentication Protocol) e il servizio RADIUS. Uno dei principali problemi

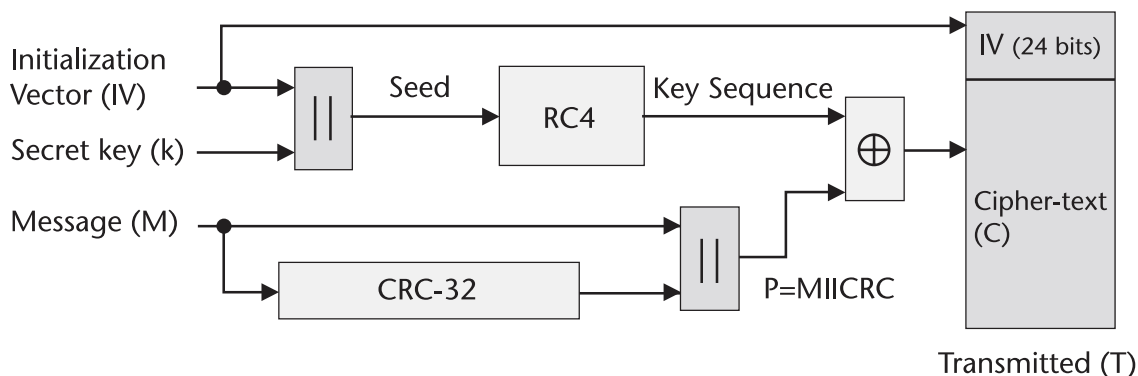



***Figura 1** Cifratura secondo WEP*

Panoramica sull'evoluzione della sicurezza nelle reti wireless: dal WEP al WPA, al 802.11i (WPA2)

di Enrico Raffone

del WEP era la mancanza di un efficiente meccanismo di autenticazione, fondamentalmente si è rafforzato questo fronte utilizzando 802.1x e l'Extensible Authentical Protocol (EAP).
Con il protocollo EAP (Extensible Authentication Protocol (vedi paragrafi successivi)), una connessione di accesso remoto viene convalidata da un meccanismo di autenticazione arbitrario. Lo schema di autenticazione preciso da utilizzare verrà negoziato dal client di accesso remoto e dall'autenticatore, ovvero il server di accesso remoto o il server del Servizio autenticazione Internet (IAS). Grazie al protocollo EAP è possibile una conversazione aperta tra il client di accesso remoto e l'autenticatore. La conversazione consiste in richieste di informazioni di autenticazione da parte dell'autenticatore e nelle risposte del client di accesso remoto. Una volta che tutte le domande avranno ottenuto una risposta soddisfacente, il client di accesso remoto verrà autenticato.
La struttura utilizza un server di autenticazione centrale, ad esempio un server RADIUS, offrendo così un'autenticazione reciproca prima che avvenga l'accesso al sistema.
Nelle reti aziendali il processo di autenticazione sarà gestito da un server specifico che gestirà gli utenti dell'attuale WEP in maniera più semplice.
Per le reti domestiche, che hanno evidentemente minori esigenze in termini di sicurezza, è prevista una modalità a "chiave precondivisa", questa modalità non richiede l'uso di un server, ma assicura un livello di sicurezza certamente inferiore.

- **Gestione delle chiavi**: Con 802.1x la reimpostazione delle chiavi di crittografia unicast è facoltativa. Inoltre, gli standard 802.11 e 802.1x non prevedono alcun meccanismo per la modifica della chiave di crittografia globale per il traffico multicast e broadcast. Con WPA è necessaria la reimpostazione delle chiavi di crittografia unicast e globali. Per la chiave di crittografia unicast, il protocollo TKIP (Temporal Key Integrity Protocol) modifica la chiave per ogni frame e la modifica viene sincronizzata tra il client wireless e il punto di accesso wireless (AP). Per la chiave di crittografia globale, WPA include una risorsa che consente al punto di accesso wireless di notificare la chiave modificata ai client wireless collegati.
- **Crittografia dati**: WPA utilizza il TKIP (Temporal Key Integrity Protocol), che usa lo stesso algoritmo del WEP, ma costruisce le chiavi in maniera differente e più sicura. Con il WPA ogni utente ha la propria chiave di crittografia e questa chiave può essere cambiata periodicamente (quindi chiavi dinamiche e non più statiche). La chiave secondo il TKIP è composta da tre parti: una chiave temporale di 128 bit condivisa da stazioni e AP, l'indirizzo MAC della stazione e un IV (Initialization Vector) di 48 bit che fornisce il numero di sequenza del pacchetto. Per compatibilità con l'hardware esistente, il TKIP utilizza la crittografia RC4 e resta quindi una soluzione temporanea, in attesa che si diffonda l'AES previsto dall'801.11i. Il costo di questo algoritmo è circa 3,5 cicli di byte al secondo su di un processore ARM7, e circa 5,5 cicli di byte su di un processore 486. Questo significa che avremo 3.1 Milioni d cicli su di un ARM7 e 4,8 Milioni di cicli su di un 486.
- **Nuovo codice di integrità inserito nel pacchetto crittografato**: Con 802.11 e WEP l'integrità dei dati è assicurata da un *valore di controllo di integrità* (ICV) a 32 bit che viene aggiunto al payload 802.11 e crittografato con WEP. Sebbene il valore ICV sia crittografato, è possibile utilizzare l'analisi

crittografica per modificare i bit nel payload crittografato e aggiornare il valore ICV crittografato senza che questo venga rilevato dal ricevitore.

- Con WPA, un metodo detto *Michael* specifica un nuovo algoritmo che calcola un *codice di integrità del messaggio* (MIC) a 8 byte utilizzando le strutture di calcolo disponibili nei dispositivi wireless esistenti. Il codice MIC viene inserito tra la porzione di dati del frame IEEE 802.11 e il valore ICV a 4 byte. Il campo MIC viene crittografato insieme ai dati del frame e al valore ICV.
  Il metodo Michael fornisce anche protezione contro la riproduzione di pacchetti. Per impedire gli attacchi di tipo riproduzione di pacchetti, viene utilizzato un nuovo contatore di frame nel frame IEEE 802.11.

Quindi riepilogando la protezione WPA si basa su tre meccanismi di base: l'autenticazione tramite EAP (*Extensible Authentication Protocol*), il protocollo TKIP (*Temporal Key Integrity Protocol*) per impedire la prevedibilità e ricostruzione illecita delle chiavi e il *Message Integrity Code* (MIC, detto in gergo *Michael*), un codice di integrità inserito nel pacchetto crittografato. Nelle installazioni SOHO, l'EAP non viene utilizzato ed è sostituito da una chiave condivisa impostata dall'utente per ogni stazione e access point.
Questo è forse l'unico punto debole del WPA, ma se si tiene al sicuro la chiave non dovrebbero esserci problemi. Il MIC è un codice di 64 bit che ha lo scopo di rivelare alterazioni del pacchetto dovute a errori o manomissioni del pacchetto.

AUTENTICAZIONE IEEE 802.1X PER CONNESSIONI WIRELESS

Lo standard IEEE 802.1X definisce il controllo dell'accesso ad una rete basato su porte. Il controllo dell'accesso in rete in base alle porte si avvale, quindi, delle caratteristiche fisiche di un'infrastruttura LAN commutata per autenticare i dispositivi collegati a una qualsiasi porta di commutazione. Nonostante sia stato ideato per reti Ethernet cablate, lo standard è stato adattato per l'utilizzo su reti LAN wireless IEEE 802.11.

L'architettura IEEE 802.1X applicata alle reti wireless prevedono quindi la presenza di alcuni concetti essenziali:

- PAE (Port Access Entity)
- Autenticatore
- Richiedente
- Server di autenticazione

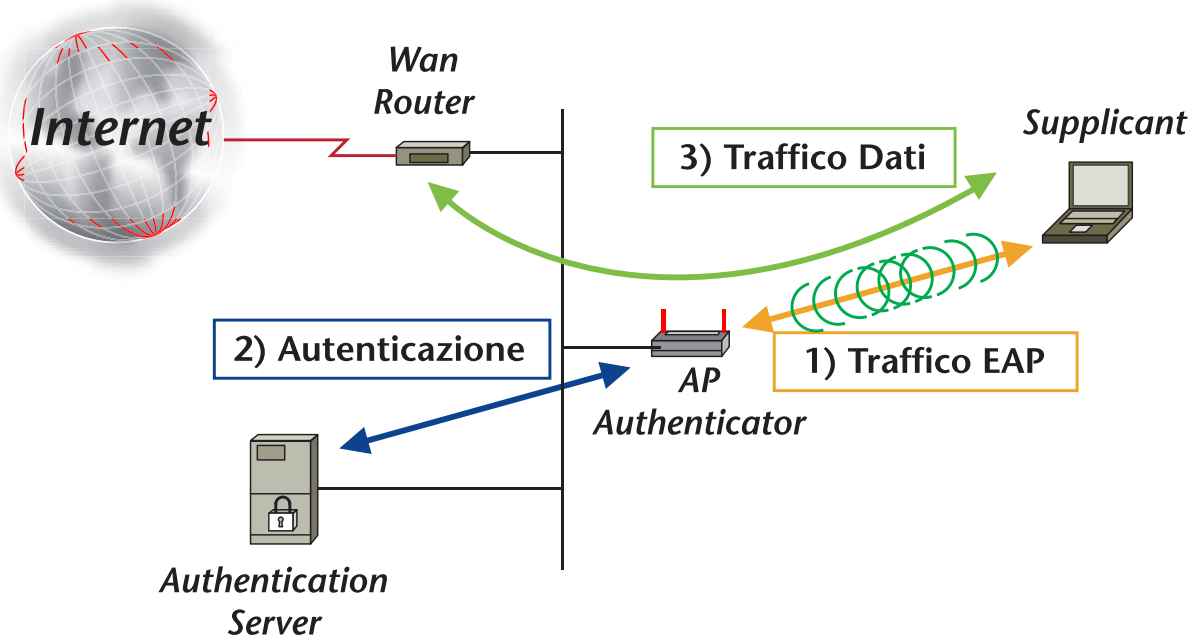



Figura 2 *Autenticazione IEEE 802.1X*

PAE (Port Access Entity): Nota anche come porta LAN, è un'entità logica che è alla base del protocollo IEEE 802.1X, tale porta LAN è associata a una porta. La porta LAN può fungere da autenticatore, richiedente o entrambi.
Autenticatore (Authenticator): L'autenticatore è una porta LAN che attiva l'autenticazione, per ottenere l'accesso ai servizi attraverso la porta. In caso di connessioni wireless, l'autenticatore è una porta LAN logica disponibile su un access point (punto di accesso wireless attraverso il quale i client wireless, che hanno abilitato la modalità infrastruttura, accedono alla rete cablata).
Richiedente (Supplicant): Si tratta di una porta LAN che richiede l'accesso ai servizi attraverso l'autenticatore. In caso di connessioni wireless, il richiedente è la porta LAN logica su una scheda di rete LAN wireless che richiede l'accesso alla rete cablata. Il richiedente esegue l'associazione e quindi l'autenticazione collegandosi ad un autenticatore. Sia che vengano utilizzati per connessioni wireless o che vengano usati per reti Ethernet cablate, il richiedente e l'autenticatore sono connessi mediante un segmento LAN point-to-point logico o fisico.
Server di autenticazione (Authentication Server): L'autenticatore esegue la verifica delle credenziali del richiedente attraverso un server di autenticazione. Il server controlla le credenziali del richiedente per conto dell'autenticatore e quindi indica a quest'ultimo se il richiedente dispone dell'autorizzazione necessaria per l'accesso ai servizi dell'autenticatore. Il server di autenticazione può essere:

- Un componente dell'access point: In questo caso è necessario configurare il punto di accesso con i set di credenziali utente corrispondenti ai client che tentano di stabilire la connessione. Questa soluzione non viene in genere adottata in caso di access point di tipo wireless.
- Un'entità distinta: Il punto di accesso inoltra le credenziali del tentativo di connessione a un server di autenticazione distinto. In genere, un access point wireless utilizza il protocollo RADIUS (Remote Authentication Dial-In User Service) per inviare i parametri del tentativo di connessione a un **server RADIUS**.

EAP (EXTENSIBLE AUTHENTICATION PROTOCOL)

Il sistema di autenticazione utilizza il protocollo di trasporto **EAP** (*Extensible Authentication Protocol*), il quale non specifica un meccanismo di autenticazione fisso, bensì definisce una piattaforma di autenticazione estensibile, consentendo quindi di poter variare il meccanismo di autenticazione nel caso in cui in quest'ultimo venisse scoperta una qualche vulnerabilità.

Metodi di autenticazione

Tra gli oltre 40 metodi di autenticazione impiegati in EAP è possibile segnalare:

- **EAP-MD5**: (MD5-Challenge), equivalente al PPP, richiede username/password. Non prevede mutua autenticazione o scambio di chiavi quindi è poco adatto in ambiente wireless.
- **LEAP**: (Lightweight EAP) sviluppato da Cisco, prevede l'invio di username/password ad un server di autenticazione (RADIUS). Considerato poco sicuro è in fase di abbandono.
- **EAP-TLS**: crea un sessione TLS (tunnel) tra il Supplicant e l'Authentication Server. Sia il server che il supplicant richiedono l'utilizzo di un certificato (x509). Questo metodo fornisce una mutua autenticazione.
- **EAP-TTLS**: crea una sessione TLS cifrata, all'interno della quale è possibile utilizzare qualsiasi metodo di autenticazione.
- **PEAP**: (Protected EAP) crea una sessione TLS cifrata. Sia in PEAP che in TTLS il certificato del supplicant è opzionale, mentre è obbligatorio quello dell'Authentication Server.
- **EAP-MSCHAPv2**: richiede username/password, ed è fondamentalmente un'incapsulamento dell'MS-CHAP-v2 in EAP.

IL PROTOCOLLO DI AUTENTICAZIONE "RADIUS"

La specifica per la realizzazione di un server per realizzare un sistema integrato per la gestione della sicurezza aziendale è stata definita dall'Internet Network Working Group nel Request For Comment RFC 2138. Tale specifica chiamata Remote Authentication Dial-In User Service (RADIUS) spiega le procedure per la realizzazione di un server di autenticazione, contenente un database per l'identificazione

0 8 16 24

Code | Identifier | Length

Authenticator

Attributes

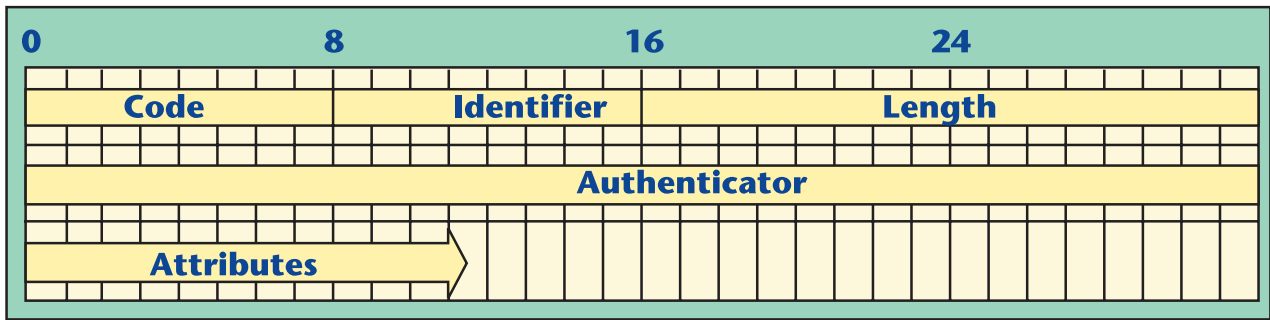



Figura 3 *Pacchetto RADIUS*

degli account e le informazioni necessarie per l'autenticazione.

Cerchiamo di capire il funzionamento del server RADIUS nel nostro sistema, configurato nei paragrafi precedenti. Abbiamo quindi un autenticatore che rappresenta il server NAS (Network Access Server) che fa da server per il client-richiedente e da client per il server RADIUS a cui è collegato attraverso una rete o un protocollo punto-punto.

Il richiedente fornisce all'autenticatore le informazioni per l'autenticazione, come username, password o un pacchetto ppp per l'auteticazione. L'autenticatore si rivolge al server di autenticazione, creando un messaggio di richiesta di accesso (Request Access) e inviandolo al server, tale messaggio conterrà le informazioni sul richiedente chiamate attributi. I diversi attributi che è possibile avere sono definiti dal system manager di RADIUS e possono variare.

In caso di informazioni di rilievo nel campo attributi, si può utilizzare l'algoritmo MD5. In ogni caso tutte le transazioni tra NAS e server RADIUS devono essere autenticate.

Vediamo il pacchetto RADIUS attraverso cui avviene la comunicazione tra autenticatore e server di autenticazione (fig. 3)

Il pacchetto è incapsulato in un segmento UDP. Descriviamo i campi cosa rappresentano:

- **Code**: Identifica il tipo di pacchetto RADIUS attraverso il codice:
- 1 → Richiesta di accesso;
- 2 → Consenso all'accesso;
- 3 → Rifiuto dell'accesso;
- 4 → Richiesta di account;
- 5 → Risposta all'account;
- 11 → Risposta all'accesso;
- 12 → Stato del server;
- 13 → Stato del client;
- 255 → Riservato;
- **Identifier**: verifica la corrispondenza tra richiesta e risposte
- **Lenght**: lunghezza del pacchetto compresi tutti i campi
- **Authenticator**: campo utilizzato per la risposta del server RADIUS. Nel pacchetto di richiesta di accesso è un valore casuale di 16 ottetti, chiamato autenticatore di richiesta. Questo numero, insieme a un valore segreto, viene sottoposto all'algoritmo MD5 per creare un valore digest di 16 ottetti, che viene in seguito sottoposto a XOR con la password immessa dall'utente. Il risultato

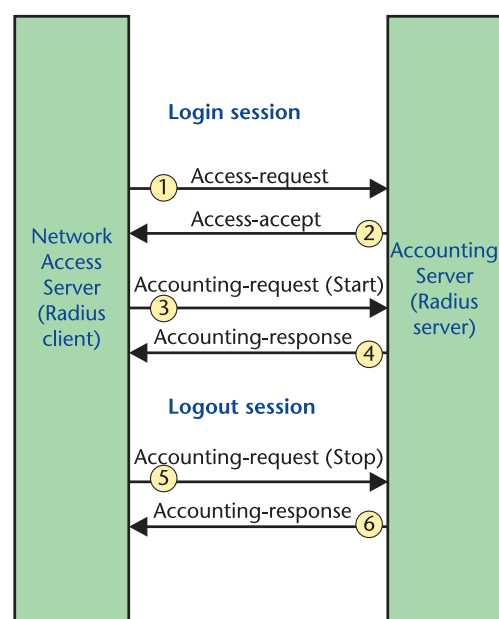



Figura 4 *Login e Logout Session*

ottenuto è posizionato nell'attributo User-password all'interno del pacchetto di richiesta di accesso. Nei pacchetti "consenso all'accesso", "rifiuto dell'accesso", "risposta all'accesso" questo valore viene invece chiamato autenticatore della richiesta e corrisponde a una funzione con l'algoritmo MD5 calcolata sui seguenti campi del pacchetto richiesta di accesso: Code, Identificator, lenght e Autenticator.

Concludiamo con la sequenza dei messaggi che si scambiano NAS e Server RADIUS in occasione della richiesta di connessione di un client (fig. 4)

1. Il Network Access Server prende la coppia username/password inviata dall'utente richiedente, crittografa queste informazioni con una chiave segreta condivisa ed invia il segmento con la richiesta di accesso al server RADIUS (Authentication phase).
2. Se la username e la password sono validi, il server RADIUS invia un "Access-accept" con alcune informazioni in più (come: IP-address, network mask, allowed session time, etc.) al Network Access Server (Authorization phase).
3. Il Network Access Server invia un "Accounting-request (start)" per indicare che l'utente ha fatto il login nella rete (Accounting phase).
4. Il Server RADIUS risponde con un "Accounting-response" quando le informazioni di accounting sono immagazzinate.
5. Quando un user si disconnette dalla rete, il Network Access Server invierà un "Accounting-request (Stop)" con le seguenti informazioni:
   - Delay time, il tempo impiegato per inviare il messaggio.
   - Input octets, il numero di ottetti ricevuti dall'utente.
   - Output octets, il numero di ottetti inviati dall'utente.
   - Session time, la durata della sessione.
   - Input packets, il numero di pacchetti ricevuti dell'utente.
   - Output packets, il numero di pacchetti inviati dall'utente.
   - Reason, la ragione per cui l'utente si è

disconnesso.

6. Il Server RADIUS risponde con un "Accounting-response" quando le informazioni di accounting sono immagazzinate.

IEEE 802.11I

Arriviamo a notizie di pochi mesi fa, **IEEE 802.11i** (detto anche **WPA2**), standard sviluppato dalla IEEE, nasce fondamentalmente per fornire una soluzione definitiva al travagliato problema della sicurezza dello standard IEEE 802.11.
Ratificato il 24 giugno 2004, rappresenta un'estensione del precedente standard Wired Equivalent Privacy (WEP) che aveva dimostrato di essere affetto da notevoli problemi, sottolineati nel corso della nostra trattazione. Di conseguenza quando definito dalla Wi-Fi Alliance come soluzione temporanea al problema del WEP, non verrà mai standardizzato dall'IEEE.
In seguito la Wi-Fi Alliance ha deciso di chiamare le specifiche 802.11i con il nome di WEP2 per semplificare all'utente comune l'individuazione delle schede basate sul nuovo standard evoluzione del WPA. L'802.11i utilizza come algoritmo crittografico l'Advanced Encryption Standard (AES) a differenza del WEP e del WPA (per retrocompatibilità) che utilizzano l'RC4.
L'architettura dell'802.11i utilizza i seguenti componenti: IEEE 802.1x per autentificare (abbondantemente trattato nei paragrafi precedenti), RSN per tenere traccia delle associazioni e il CCMP per garantire l'integrità e la certezza del mittente.

WEP
(Wired Equivalent Privacy)
802.11

TKIP
(Temporal Key Integrrity Protocol)
WPA

AES
(Advanced Encryption Standard)
802.11i

Figura 5 *Evoluzione della cifratura*

CCMP

Il **CCMP** è l'acronimo di **Counter-Mode/CBC-Mac Protocol**. Nel 802.11i, al contrario che nel WPA, la gestione delle chiavi e l'integrità dei messaggi vengono affidate a un singolo componente CCMP, basato su AES, Advanced Encryption Standard (vedi approfondimento).

BIBLIOGRAFIA

- Wi-Fi oggi e domani – PC Open – Gruppo Agepe
- [RFC2138] *Rigney,C., Rubens, A., Simpson, W, and Willens, S.; Remote Authentication Dial In User Service (RADIUS), RFC 2138, january 1997*
- [RFC2139] *Rigney, C.;RADIUS Accounting, RFC 2139, January 1997*
- [RFC1321] *R. Rivest; The MD5 Message-Digest Algorithm, RFC 1321, April 1992*
- The Cable Guy http://www.microsoft.com/italy/technet/prodtechnol/winxppro/cable.mspx#EIAA
- Equars.com – Sicurezza delle reti wireless
- Wikipedia - Advanced Encryption Standard

Ringrazio per il supporto tutti gli users e gli admins del portale www.roboitalia.com, per il disponibile aiuto nel lavoro di documentazione per la stesura di questo articolo.

CONCLUSIONI

Abbiamo delineato i fondamenti e gli orizzonti delle reti wireless, in attesa di un'affermazione definitiva di tale tecnologia di rete, spero di aver chiarito almeno per grandi linee quelle che sono le potenzialità e le debolezze che l'affliggono.
Ringrazio quanti hanno seguito questi tre articoli sul WiFi e rimando alla prossima occasione di approfondimento.

Codice MIP 250102

Figura 6 *Operazioni effettuate nell'ambito dell'algoritmo di cifratura AES*

AES, ADVANCED ENCRYPTION STANDARD

L'**Advanced Encryption Standard** (**AES**), detto anche **Rijndael**, è l'algoritmo di cifratura a blocchi utilizzato dal governo degli Stati Uniti d'America. Per le caratteristiche di sicurezza si presume che in futuro possa essere utilizzato ovunque come è successo al suo predecessore, il Data Encryption Standard (DES). Tale algoritmo è stato adottato dalla NIST, National Institute of Standards and Technology e dalla US FIPS PUB 197 nel novembre del 2001 dopo 5 anni di studi e standardizzazioni.
L'algoritmo è stato sviluppato da due crittografi Belgi, Joan Daemen e Vincent Rijmen, che lo hanno presentato al processo di selezione per l'AES con il nome di "Rijndael", nome derivato da quello degli inventori.

DESCRIZIONE DELL'ALGORITMO

Rijndael è un cifrario a blocchi con una lunghezza del blocco e della chiave variabile. La lunghezza del blocco è di 128 bit, mentre la lunghezza della chiave, utilizzata nella cifratura, può essere di 128, 192 o 256 bit. Inoltre Rijndael è stato progettato per essere utiilizzato con aggiuntive lunghezze del blocco e della chiave, tuttavia queste non vengono prese in considerazione nello standard. Lo standard prevede una lunghezza del blocco di 128 bit, 16 byte, ed una lunghezza della chiave di 128 bit, definendo così Rijndael come nuovo standard AES-128 (128 indica la lunghezza della chiave). Comunque sono prese in considerazione anche le altre due lunghezze della chiave 192 e 256, ottenendo così le versioni AES-192 e AES-256.

Il cifrario Rijndael utilizza semplici operazioni orientate ai byte impiegando una chiave di cifratura. Le varie operazioni sono applicate ai byte del blocco di input in diversi round, il numero dei round è variabile e dipende dalla lunghezza della chiave e del blocco. Ogni round coinvolge quattro operazioni fondamentali con le quali si effettuano sostituzioni, mescolanze e spostamenti dei byte di input creando in questo modo una non linearità dei dati e di conseguenza una maggiore sicurezza. Tutte le operazioni sui dati vengono effettuate su di un array bidimensionale, chiamato State, composto da un certo numero di righe e colonne che memorizza i byte di input.
Lo schema razionale rappresentato in figura descrive ciò che avviene durante l'algoritmo di cifratura. Sono rappresentate le quattro operazioni fondamentali effettuate nell'ambito della cifratura, che di solito caratterizzano ogni round:

- **SubBytes**(), sostituzione non lineare di tutti i byte che vengono rimpiazzati secondo una specifica tabella nota come S-Box (fig. 7);

- **ShiftRows**(), spostamento dei byte di un certo numero di posizioni dipendente dalla riga di appartenenza (fig. 8);
- **MixColumns**(), combinazione dei byte con un operazione lineare, i byte vengono trattati una colonna per volta (fig. 9);
- **AddRoundKey**(), questa operazione realizza l'aggiunta di una *Chiave di Round* ai byte dei dati (fig. 10).

L'ultimo round salta il MixColumns.

SubBytes
Nella prima operazione di SubBytes, ogni byte della matrice viene modificato tramite la S-box a 8 bit. Questa operazione garantisce la non linearità all'algoritmo. La S-box utilizzata è derivata da una funzione con ottime proprietà di non linearità.

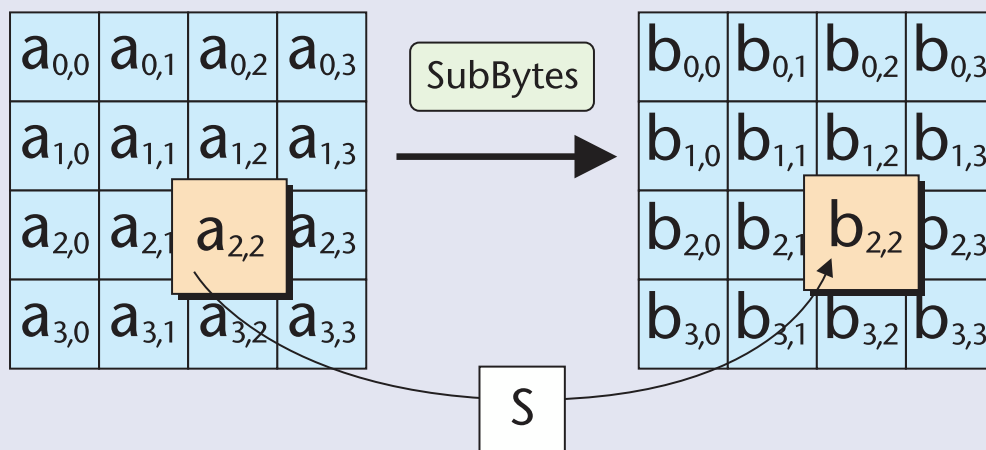



Figura 7 Operazione SubBytes()

ShiftRows
questa operazione realizza uno spostamento ciclico delle righe dello State che contengono i byte dei dati di input

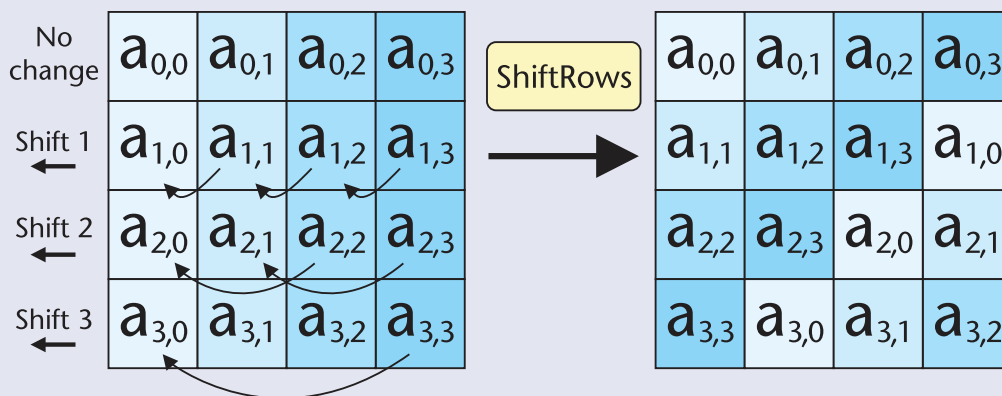



Figura 8 Operazione ShiftRows()

MixColumns
Il passaggio MixColumns prende quattro byte si ogni colonna e li combina utilizzando una tra-

Codice MIP 250111

sformazione lineare invertibile. Utilizzati in congiunzione ShiftRows, e MixColumns provvedono all'operazione di diffusione nell'algoritmo.

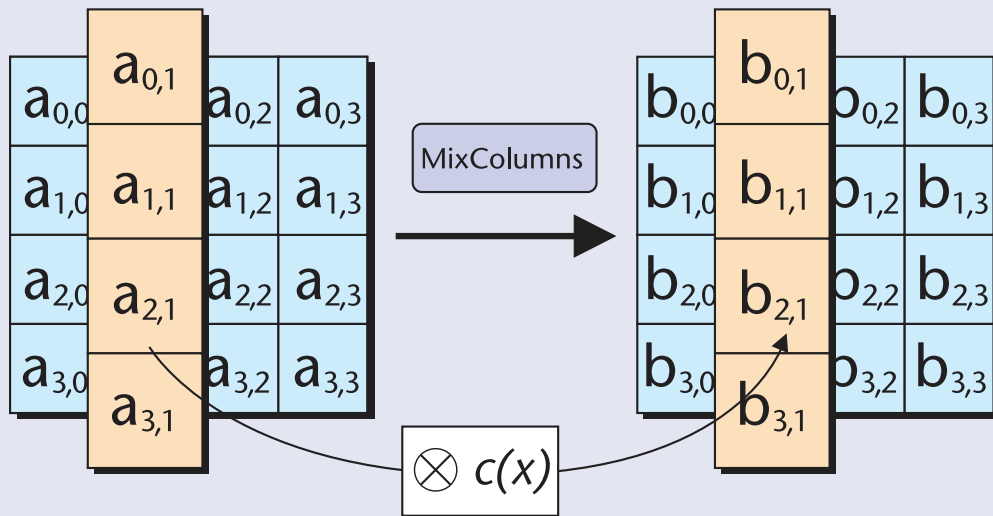



Figura 9 Operazione MixColumns()

AddRoundKey

Il passaggio AddRoundKey combina con un XOR la chiave di sessione con la matrice ottenuta dai passaggi precedenti. La chiave di sessione viene ricavata dalla chiave primaria dal gestore della chiave.

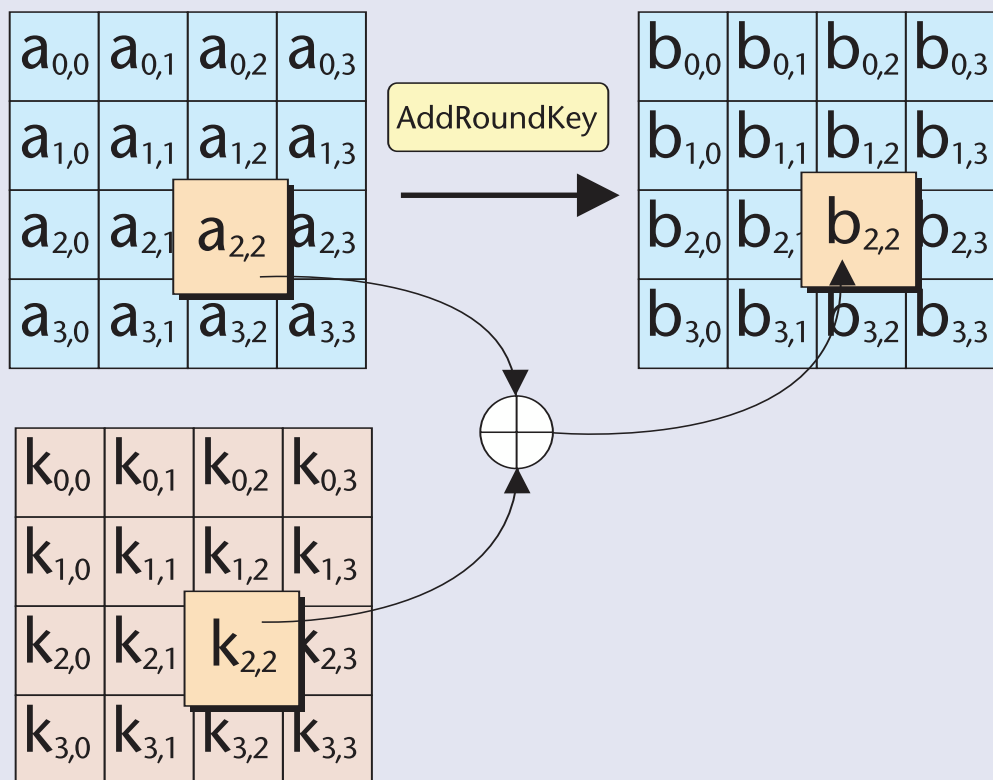



Figura 10 Operazione AddRoundKey()

ABBONATI SUBITO

Compila, ritaglia e spedisci via fax questo coupon allo **02-66508225**

Spedisci questa pagina in busta chiusa a:
INWARE Edizioni srl
Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)

Chiamaci allo **02-66504755**

Abbonati on-line sul sito
www.farelettronica.com/abbonamento

DATI PERSONALI

Nome . . . .

Cognome . . . .

Via . . . . n° . . . .

Cap . . . . Città . . . . Prov . . . .

Tel . . . . Fax. . . . .

Email . . . .

Ragione Sociale . . . .

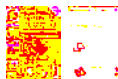
P.Iva . . . . ❍ Ricevuta

Privacy. Ai sensi del Decr. Lgs. 196/2003 la informiamo che i dati trasmessi verranno impiegati coi principali scopi di indagini di mercato e nelle modalità previste dallo stesso, prevalentemente con mezzi informatici. Il conferimento, di norma facoltativo, è obbligatorio per permettere il rapporto commerciale. È in ogni caso fatto diritto dell'interessato esercitare i propri diritti, nei modi previsti dal "Titolo II art. 7" della legge sopra citata, scrivendo a Inware Edizioni srl, Via Cadorna 27 – 20032 Cormano o tramite email a info@inwaredizioni.it

SCELTA DELLA TIPOLOGIA DI ABBONAMENTO

barrare la tipologia prescelta

❍ Riceverò **11 NUMERI** di **FARE ELETTRONICA** **pagando solo €45,00** anziché €60,50

❍ Riceverò **11 NUMERI** di **FARE ELETTRONICA** e **11 NUMERI** di **FIRMWARE** **pagando solo €79,50** anziché €126,50

MODALITÁ DI PAGAMENTO

barrare la modalità prescelta

❍ **CARTA DI CREDITO**

❑ American Express ❑ Visa ❑ Mastercard

Titolare . . . .

n° . . . . scad . . . .

❍ **VERSAMENTO SUL CCP N. 70107552**

Allegare la ricevuta (o copia) del versamento intestato ad **Inware Edizioni srl**, indicando nella causale: "Abbonamento Fare Elettronica"

❍ **BONIFICO BANCARIO**

Appoggiarlo su: **Poste Italiane - CIN: I - ABI: 07601 CAB: 01600 - C/C: 000070107552**
intestato ad **Inware Edizioni srl**

❍ **ALLEGO UN ASSEGNO**

intestato ad **Inware Edizioni srl**

Firma . . . .

Scopri sul retro di questo coupon i vantaggi a te riservati

CONTI CORRENTI POSTALI - Ricevuta di Versamento - BancoPosta

sul C/C n. 22790232 di Euro

importo in lettere

INTESTATO A:
INWARE S.R.L.
VIA CADORNA 27 20032 CORMANO MI

ESEGUITO DA

VIA - PIAZZA

CAP

LOCALITÀ

CAUSALE

VS. E-MAIL

BOLLO DELL'UFFICIO POSTALE

CONTI CORRENTI POSTALI - Ricevuta di Versamento - BancoPosta

sul C/C n. 22790232 di Euro

TD 451

importo in lettere

INTESTATO A:
INWARE S.R.L.
VIA CADORNA 27 20032 CORMANO MI

CAUSALE

VS. E-MAIL

ESEGUITO DA

VIA - PIAZZA

CAP

LOCALITÀ

BOLLO DELL'UFFICIO POSTALE
codice bancoposta

IMPORTANTE: NON SCRIVERE NELLA ZONA SOTTOSTANTE
importo in euro numero conto td

22790232< 451>

AUT. DB/SISB/E 17550 del 03/03/2005

- Risparmierai fino a €47,00 sul prezzo di copertina
- Avrai la garanzia del prezzo bloccato per un anno
- Le riviste ti saranno recapitate comodamente a casa
- Compreso con l'abbonamento (o il rinnovo) riceverai un buono sconto del 20%* per un tuo prossimo acquisto sul sito www.farelettronica.com
- Compila questo cedolino in tutte le sue parti. Invialo in busta chiusa o via fax (fronte/retro) e riceverai in omaggio l'esclusivo portachiavi magnetico con orologio/datario di Fare Elettronica!

TIPO DI ABBONAMENTO:

- ❍ Personale
- ❍ Aziendale
- ❍ Scuola o Università

IL VOSTRO SETTORE DI COMPETENZA:

- ❍ Direzione Tecnica
- ❍ Direzione Acquisti
- ❍ Progettazione
- ❍ Insegnante
- ❍ Studente
- Altro . . . .

PRODOTTO PRINCIPALE O SERVIZIO OFFERTO DALL'AZIENDA DOVE LAVORATE:

- ❍ Apparecchiature elettriche, elettroniche, ICT
- ❍ Apparecchiature scientifiche, misura e controllo
- ❍ Apparecchiature scientifiche, misura e controllo
- ❍ Automotive
- ❍ Elettrodomestici
- ❍ Vending
- ❍ Consulenza
- Altro . . . .

NUMERO DI DIPENDENTI DELLA VOSTRA AZIENDA:

- ❍ fino a 10
- ❍ da 10 a 50
- ❍ da 50 a 100
- ❍ da 100 a 500
- ❍ oltre 500

* Validità 3 mesi

IMPORTANTE: NON SCRIVERE NELLA ZONA SOPRASTANTE!

AVVERTENZE

Il Bollettino deve essere compilato in ogni sua parte (con inchiostro nero o blu) e non deve recare abrasioni, correzioni o cancellature.

La causale è obbligatoria per i versamenti a favore delle Pubbliche Amministrazioni.

Le informazioni richieste vanno riportate in modo identico in ciascuna delle parti di cui si compone il bollettino